TELEFUNKEN
LABORBUCH

FÜR ENTWICKLUNG, WERKSTATT UND SERVICE

Band 2

TELEFUNKEN LABORBUCH

FÜR ENTWICKLUNG,
WERKSTATT UND SERVICE

BAND 2

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

Verlagsausgabe des TELEFUNKEN-
Laborbuches für Röhren und Halbleiter

BAND 2

3. Ausgabe 1964

Korrigierter Nachdruck

Herausgeber: TELEFUNKEN AG, Ulm/Donau

Eine Gewähr dafür, daß die im TELEFUNKEN-LABORBUCH beschriebenen Schaltungen, Geräte und Verfahren frei von Schutzrechtsansprüchen sind, kann nicht übernommen werden.

Alle Rechte, insbesondere das Recht der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Nachdruck und photomechanische Wiedergabe nur mit ausdrücklicher Genehmigung des Herausgebers.

Copyright 1960 by TELEFUNKEN AG, Ulm/Donau

Druck: Brüder Hartmann, Berlin Printed in Western Germany

Das TELEFUNKEN-Laborbuch

Was ist es?

Eine Zusammenfassung der drei in den Röhrentaschenbüchern 1958, 1959 und 1960 enthaltenen Anhänge. Die Einzelaufsätze wurden zu diesem Zweck gründlich überarbeitet, um letzte Ergebnisse der sich stetig entwickelnden Technik berücksichtigen zu können.

Wie entstand es?

Aus der Zusammenarbeit vieler Laboringenieure. Sie steuerten die Resultate eigener theoretischer Überlegungen, experimenteller Arbeiten bei. Sie bemühten sich, Bekanntes, aber nicht immer Gegenwärtiges in eine zwar gedrängte, trotzdem übersichtliche und leicht verständliche Form zu bringen.

Kurz, sie wollten die trockenen Datentabellen der aktiven Bauelemente, also der Röhren und Halbleiter, durch Hinweise auf ihre Anwendung und die dazu notwendigen Grundlagen lebendig machen.

Was will es sein?

Ein Hilfsmittel für Labor, Werkstatt und Unterricht. Es will in gleicher Weise Anregungen für die Lösung spezieller Schaltaufgaben vermitteln wie auch Auskunft geben auf manche wichtige Frage der vielfältigen

Hochfrequenz- und Nachrichten-Technik,
Elektronik sowie der Elektro-Akustik.

Selbst aus der Laborpraxis entstanden, sei es ein Helfer für die Praxis in Labor und Werkstatt!

Inhalt

Seite

Griechisches Alphabet 7

Deutsches Alphabet 8

Logarithmische Einteilungen 9

Normreihen 10

Ungleichungen 12

Betrag 15

Mittel und Mittelwerte 16

Formeln für Felder 18

Formeln der Vektorrechnung 22

Amerikanische und englische Drahtlehren 26

Farbcode, allgemein 28

Farbcode für Widerstände 29

Farbcode für Kondensatoren 30

Magnetfeld-Arbeitsinhalt 36

Smith-Diagramm 42

Darstellung zeitlich sinusförmig verlaufender Wechselgrößen 54

Rauschen bei Signalübermittlung 67

Rauschen und Rauschzahlen 69

Widerstand als Rauschquelle 76

Rauschen, das über die Antenne hereinkommt 80

Seite

Grundbegriffe der Hohlleitertechnik 83

Geschwindigkeiten und Wellenlängen in Hohlleitern 87

Beispiele für Wellen in Hohlleitern 90

Hohlleiter als Leitung 94

Hohlleiter-Verbindungselemente 97

Prinzip und Norm der Stereo-Schallplatte 101

Magnetbandgeräte, Begriffserklärung und Klassen 107

Entzerrung bei Magnetton-Aufnahme und -Wiedergabe ... 108

DIN-Bezugsbänder für Magnetbandgeräte 113

Magnettonbänder 116

Nf-Verstärkerdaten und ihre Messung 119

Stabilisieren des Anodenstromes steiler Röhren 132

Regeln steiler Röhren bei stabilisiertem Anodenstrom 138

Pico 9-Röhren in Eingangs-Schaltungen, 400...1000 MHz 141

Rundfunkempfänger-Abgleichverfahren 154

Messen wichtiger Werte der Horizontal-Ablenk-Endstufe .. 159

Relaisröhren mit kalter Kathode 168

Prinzipschaltungen mit Kaltkathoden-Relaisröhren 184

Transistor-Kennwerte

für Emitterschaltung aus Kennlinienfeldern 194

Beurteilen der Transistorgüte 197

Stabilisieren des Collector-Ruhestromes

von Transistor-Anfangsstufen 205

von Nf-Treiberstufen 213

von Transistor-Endstufen für A-Betrieb 218

Seite

KW-MW-Eingangsschaltung mit Transistoren 221

Regelung eines mit Transistoren bestückten KW-MW-Empfängers 230

UKW-Baustein mit zwei Transistoren 234

Zf-Verstärker für 10,7 MHz und 470 kHz mit Transistoren .. 247

Formeln für Zf-Verstärker mit Transistoren 253

Ratiodetektor für 10,7 MHz mit Transistor-Treiberstufe 261

Transistor-Nf-Verstärker, transformatorlos, für hohe Wiedergabegüte 264

Verstärker mit Transistoren für Stereo-Wiedergabe 274

Gleichspannungswandler mit Transistoren für kleine Leistung 284

Fachausdrücke zur Physik und Technik der Halbleiter 298

Stichwörterverzeichnis 365

Griechisches Alphabet

Benennung	Großbuchstabe		Kleinbuchstabe	
Alpha	A A	selten	α	α
Beta	B B	selten	β	β
Gamma	Γ Γ		γ	γ
Delta	Δ Δ		δ	δ
Epsilon	E E	selten	ϵ	ε
Zeta	Z Z	selten	ζ	ζ
Eta	H H	selten	η	η
Theta	Θ Θ		ϑ θ	ϑ θ
Jota	I I	selten	ι	$\imath$ selten
Kappa	K K	selten	κ	$\varkappa$
Lambda	Λ Λ		λ	λ
My	M M	selten	μ	μ
Ny	N N	selten	ν	ν
Xi	Ξ Ξ		ξ	ξ
Omikron	O O	selten	o	o selten
Pi	Π Π		π	π
Rho	P P	selten	ρ	ϱ
Sigma	Σ Σ		σ ς	σ ς
Tau	T T		τ	τ
Ypsilon	Υ Y	selten	υ	υ selten
Phi	Φ Φ		φ	φ
Chi	X X	selten	χ	χ
Psi	Ψ Ψ		ψ	ψ
Omega	Ω Ω		ω	ω

Deutsches Alphabet

Schreibschrift		Druckschrift (Fraktur)	
Groß-buchstabe	Klein-buchstabe	Groß-buchstabe	Klein-buchstabe
A	a	A	a
B	b	B	b
C	c	C	c
D	d	D	d
E	e	E	e
F	f	F	f
G	g	G	g
H	h	H	h
I	i	I	i
J	j	J	j
K	k	K	k
L	l	L	l
M	m	M	m
N	n	N	n
O	o	O	o
P	p	P	p
Q	q	Q	q
R	r	R	r
S	s ſ	S	s ſ
T	t	T	t
U	u	U	u
V	v	V	v
W	w	W	w
X	x	X	x
Y	y	Y	y
Z	z	Z	z

Logarithmische Einteilungen

Logarithmische Teilungen braucht man zu Kennliniendarstellungen, beispielsweise in folgenden Fällen: wenn Zahlenwerte wenigstens einer der zwei Größen, deren gegenseitige Abhängigkeit veranschaulicht werden soll, über mehr als eine Zehnerpotenz interessant sind, und wenn Funktionen höherer Ordnung damit gerade Kennlinien ergeben sollen.

Von logarithmischen Einteilungen wird im übrigen für genormte Stufungen von Zahlenwerten Gebrauch gemacht. Hierzu hat man (siehe Seite 10) internationale Reihen und DIN-Reihen. Von den DIN-Reihen entsprechen die zwei gröber unterteilten Reihen den amerikanischen Standardreihen 5 und 10.

Die Bilder 1 und 2 zeigen zwei logarithmische Maßstäbe, wie sie sich gut für die Achsenteilungen von Kennlinienbildern eignen. Die in **Bild 1** dargestellte Teilung kommt dort

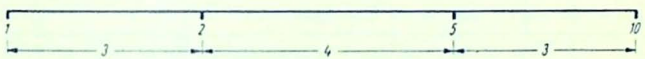


Bild 1

in Frage, wo es sich um eine Vielzahl von Dezimalen handelt und demgemäß eine feinere Unterteilung keinen besonderen Wert hat. Die angegebenen Maßzahlen 3, 4, 3 ergeben recht genaue Lagen der Teilstriche. Außerdem haben sie den Vorteil, als Summe die Zahl 10 aufzuweisen. Die feinere Unterteilung gemäß **Bild 2** ist so entworfen, daß man

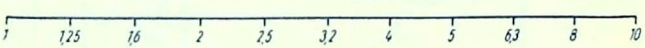


Bild 2

die sich damit ergebenden zehn Abschnitte auch für einigermaßen genaue Darstellungen untereinander gleich bemessen kann.

Wie **Bild 3** veranschaulicht, stimmen die Zahlenwerte der Teilung gemäß Bild 2 gut mit den Zahlenwerten zu den Dezibelteilungen überein, was man oft ausnutzen kann.

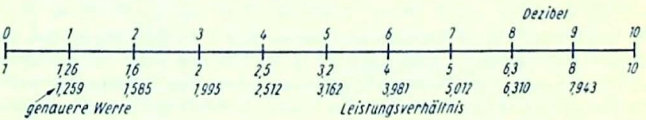


Bild 3

Braucht man noch feinere Unterteilungen, so richtet man die Verhältnisse derart ein, daß man dafür eine der Teilungen des Rechenschiebers unmittelbar oder mit einem einfachen proportionalen Umrechnen bzw. einer geometrischen Konstruktion (z. B. Anwendung des Strahlensatzes) verwenden kann.

Normreihen

Den üblichen Normreihen liegen logarithmische Einteilungen (siehe Seite 9) zugrunde. Die wichtigsten Normreihen sind:

internationale Reihen, nämlich	E 6, E 12 und E 24
DIN-Reihen	R 5, R 10, R 20, R 40
amerikanische Standardreihen	5 und 10

Die internationalen Reihen heißen auch **RETMA-Reihen** (Radio-Electronics-Television-Manufactures-Association).

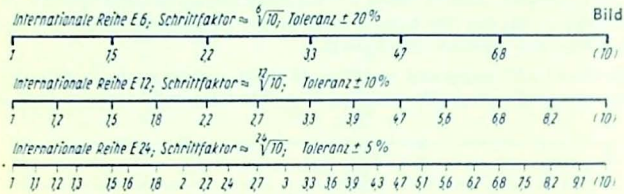


Bild 1

Die amerikanischen Standardreihen unterscheiden sich von den DIN-Reihen R 5 und R 10 (siehe Bild 2) lediglich dadurch, daß in der amerikanischen Standardreihe „10" wahlweise statt 1,25 auch 1,2 und statt 3,15 auch 3,2 benutzt werden kann.

Jede der hier genannten Reihen basiert jeweils auf einem **Schrittfaktor,** der durch eine Wurzel aus der Zahl 10 mit ganzzahligem Wurzelexponenten gegeben ist.

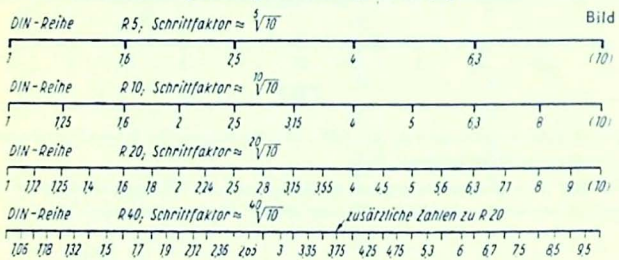


Bild 2

Bild 1 veranschaulicht die internationalen Reihen, **Bild 2** die DIN-Reihen. Die internationalen Reihen werden – außer mit E 6, E 12 und E 24, also außer mit den Wurzelexponenten – auch mit den **Toleranz-%-Zahlen** bezeichnet. Den im Rahmen der feineren Unterteilungen zwischengeschalteten Werten sind für die E-Reihen entsprechend kleinere Toleranzen zugeordnet. So gibt es z. B. zwar für einen Widerstand von 15 kΩ wahlweise die Toleranzen ± 20%, ± 10% und ± 5%, für einen Widerstand von 7,5 MΩ aber lediglich die Toleranz ± 5%, wenn es sich nicht etwa um eine Sonderanfertigung handelt.

Für die DIN-Reihen gelten durchweg übliche Toleranzen nach Wahl. Man kann somit einen Wert 1,5, der nur in der DIN-Reihe R 40 vorkommt, ebenso mit ± 5% Toleranzen erhalten wie z. B. einen in allen Reihen enthaltenen Wert 2,5.

DIN-Reihen **Internationale Reihen**

R 5	R 10	R 20	R 40
1,00	1,00	1,00	1,00
			1,06
		1,12	1,12
			1,18
	1,25	1,25	1,25
			1,32
		1,40	1,40
			1,50
1,60	1,60	1,60	1,60
			1,70
		1,80	1,80
			1,90
	2,00	2,00	2,00
			2,12
		2,24	2,24
			2,36
2,50	2,50	2,50	2,50
			2,65
		2,80	2,80
			3,00
	3,15	3,15	3,15
			3,35
		3,55	3,55
			3,75
4,00	4,00	4,00	4,00
			4,25
		4,50	4,50
			4,75
	5,00	5,00	5,00
			5,30
		5,60	5,60
			6,00
6,30	6,30	6,30	6,30
			6,70
		7,10	7,10
			7,50
	8,00	8,00	8,00
			8,50
		9,00	9,00
			9,50

DIN-Reihen

	R 5	R 10	R 20	R 40
	„5“[1])	„10“[1])		
Schrittfaktor	1,58	1,26	1,12	1,06
Schritt %	60	25	12	6

übliche Toleranzen zur Wahl (feste Kopplung zwischen Schritt- und Toleranz-% gilt wohl für die internationalen Reihen, nicht aber für die DIN-Reihen.

[1]) amerikanische Standardreihen

	Internationale Reihen		
	E 6	E 12	E 24
	20%	10%	5%
Schrittfaktor	1,46	1,21	1,10
Schritt %	40	20	10
Toleranz ± %	20	10	5

E 6	E 12	E 24
10	10	10
		11
	12	12
		13
15	15	15
		16
	18	18
		20
22	22	22
		24
	27	27
		30
33	33	33
		36
	39	39
		43
47	47	47
		51
	56	56
		62
68	68	68
		75
	82	82
		91

Ungleichungen

Begriffs- und Funktionszeichen-Erklärungen

Eine Ungleichung ist eine wie eine Gleichung aufgebaute Beziehung, die aber an Stelle des Gleichheitszeichens ein Ungleichheitszeichen ($\neq$ $<$ $>$) aufweist. Die Ungleichheitszeichen $<$ (kleiner als) und $>$ (größer als) können für den jeweiligen Grenzfall durch ein Gleichheitszeichen ergänzt sein ($\leqq$ kleiner oder höchstens gleich und $\geqq$ größer oder mindestens gleich):

a	$<$	b	a	$>$	b
a	kleiner als	b	a	größer als	b
a	$\leqq$	b	a	$\geqq$	b
a	höchstens gleich	b	a	mindestens gleich	b

Ungleichungen mit den Zeichen $<$ bzw. $\leqq$ oder $>$ bzw. $\geqq$ sind **gleichgerichtet**, wenn durchweg das Zeichen $<$ bzw. das Zeichen $\leqq$ oder aber durchweg das Zeichen $>$ bzw. das Zeichen $\geqq$ steht.

Beispiel: $a < b$ und $c < d$ sind gleichgerichtet

$a < b$ und $d > c$ sind nicht gleichgerichtet.

Grundregeln

Falls	gilt	
$a < b$	$b > a$	allgemein
$a < b$ und $b < c$	$a < c$	allgemein
$a < b$	$(a+c) < (b+c)$	für c beliebig
$(a < b) \cdot c$	$(a \cdot c) < (b \cdot c)$	für $c > 0$
$(a < b) \cdot c$	$(a \cdot c) > (b \cdot c)$	für $c < 0$
$(a < b) \cdot c$	$(-a) > (-b)$	für $c < 0$
$a < b$	$\frac{1}{a} > \frac{1}{b}$	allgemein

Hieraus ersieht man:

Das Ungleichheitszeichen kehrt in folgenden beiden Fällen seine Richtung um:

- wenn man beide Seiten der Ungleichung mit einer negativen Zahl multipliziert oder sie durch eine solche Zahl dividiert
- wenn man die Kehrwerte beider Seiten der Ungleichung bildet.

Weiter gilt:

Gleichgerichtete Ungleichungen dürfen addiert, aber im allgemeinen nicht miteinander multipliziert werden. Wenn jedoch $a < b$ und $c < d$ sowie b und c positiv, gilt auch $(a \cdot c) < (b \cdot d)$

Bestimmte Fälle:

$2^n > n$ für $n = 0, 1, 2, \ldots$

$2^n > n^2$ für $n \geqq 5$.

$a^n + b^n \leqq (a + b)^n$ für a und b ausschließlich positiv

$\frac{a}{b} < \frac{a+c}{b+d} < \frac{c}{d}$ für $\frac{a}{b} < \frac{c}{d}$ und b sowie d positiv

$(1 + a_1)(1 + a_2) \ldots (1 + a_n) > 1 + (a_1 + a_2 + \ldots a_n)$ für $a_1, a_2, \ldots a_n$ positiv und $n \geqq 2$

$(1 - a_1)(1 - a_2) \ldots (1 - a_n) > 1 - (a_1 + a_2 + \ldots a_n)$ für $a_1, a_2 \ldots a_n$ positiv u. einzeln < 1

$1 + a + a^2 + \ldots a^n < \frac{1}{1-a}$ für n = beliebige positive ganze Zahl und $0 < a < 1$

$a\,b \leqq \left(\frac{a+b}{2}\right)^2$ für a und b ausschließlich positiv

$\sqrt{a\,b} \leqq \frac{a+b}{2}$ für a und b ausschließlich positiv

$\left(1 + \frac{1}{n-1}\right)^{n-1} < \left(1 + \frac{1}{n}\right)^n < 3$ für $n = 2, 3, \ldots$

$\left(1 + \frac{1}{n-1}\right)^n > \left(1 + \frac{1}{n}\right)^{n+1}$ für $n = 2, 3 \ldots$

$(a_1 + a_2 + \ldots a_n)^2 \leqq n\,(a_1^2 + a_2^2 + \ldots a_n^2)$ für $n = 1, 2, \ldots$

$\frac{1}{1 \cdot 2} + \frac{1}{2 \cdot 3} + \ldots \frac{1}{n\,(n+1)} < 1$ für $n = 1, 2, \ldots$

$1 + \frac{1}{2^2} + \frac{1}{3^2} + \ldots \frac{1}{n^2} < 2$ für $n = 1, 2, \ldots$

$\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \ldots \frac{1}{n}\right)^2 < 2\,n$ für $n = 1, 2, \ldots$

$$\left(\frac{1}{n+1}+\frac{1}{n+2}+\ldots\frac{1}{n+n}\right)^2 < \frac{1}{2} \qquad \text{für} \quad n = 1, 2, \ldots$$

$$\frac{1}{2}n^2 < 1+2+3+\ldots n \qquad < \frac{1}{2}(n+1)^2 \qquad \text{für} \quad n = 1, 2, \ldots$$

$$\frac{1}{3}n^3 < 1^2+2^2+\ldots n^2 \qquad < \frac{1}{3}(n+1)^3 \qquad \text{für} \quad n = 1, 2, \ldots$$

$$\frac{1}{p+1}n^{p+1} < 1^p+2^p+\ldots n^p < \frac{1}{p+1}(n+1)^{p+1} \quad \text{für} \quad n = 1, 2, \ldots \text{ und}$$
$$p = \text{positive ganze Zahl}$$

Bernoullische Ungleichung

$(1+a)^n > 1+n\cdot a$ für $n \geqq 2$ und $a > 0$ oder $0 > a > -1$

Cauchy-Schwarzsche Ungleichung

$(a_1\cdot b_1+a_2\cdot b_2+\ldots a_n\cdot b_n)^2 \leqq (a_1^2+a_2^2+\ldots a_n^2)\cdot(b_1^2+b_2^2+\ldots b_n^2)$

für $a_1, a_2 \ldots a_n$ und $b_1, b_2, \ldots b_n$ jeweils n beliebige Zahlen

Die Begriffe Max (...) und Min (...)

Max $(a_1, a_2, \ldots a_n)$ ist unter den Zahlen $a_1, a_2, \ldots a_n$ die Zahl, die von keiner der anderen dieser Zahlen überschritten wird.

Min $(a_1, a_2, \ldots a_n)$ ist unter den Zahlen $a_1, a_2, \ldots a_n$ die Zahl, die von keiner der anderen dieser Zahlen unterschritten wird.

Für den Fall, daß z. B. $a > b$, ist Max $(a, b) = a$ und Min $(a, b) = b$

Allgemein gilt für a und b:

$$\frac{a+b+|b-a|}{2} = \text{Max}(a, b) \qquad \frac{a+b-|b-a|}{2} = \text{Min}(a, b)$$

Für $a_1 = a_2 = \ldots a_n$ gilt : Max $(a_1, a_2, \ldots a_n)$ = Min $(a_1, a_2, \ldots a_n) = a_1 = a_2 = \ldots a_n$

Für durchweg positive Nenner:

$$\text{Min}\left(\frac{a_1}{b_1}, \frac{a_2}{b_2}, \ldots \frac{a_n}{b_n}\right) \leqq \frac{a_1+a_2+\ldots a_n}{b_1+b_2+\ldots b_n} \leqq \text{Max}\left(\frac{a_1}{b_1}, \frac{a_2}{b_2}, \ldots \frac{a_n}{b_n}\right)$$

Betrag

Der Betrag einer Größe ist ihr positiv gerechneter Zahlenwert, wobei weder das jeweils tatsächlich vorhandene Vorzeichen noch (bei komplexen Größen) die Aufteilung der Größe in Wirk- und Blindanteil Berücksichtigung finden.

Beispiele: Der Betrag der Gleichspannung $U_{BE} = -0{,}4$ V ist gegeben mit $+0{,}4$ V. Der Betrag einer Impedanz $\underline{Z} = (4 + j\,3)\,\Omega$, gebildet aus der Reihenschaltung eines ohmschen Widerstandes und einer Induktivität ist $5\,\Omega$.

Um zu kennzeichnen, daß mit einem Formelzeichen der Betrag der zugehörigen Größe gemeint ist, setzt man das Formelzeichen zwischen zwei senkrechte Striche. D. h.: Der Betrag (auch **absoluter Betrag** oder **absoluter Wert** genannt) einer Zahl a ist $|a|$.

Der **Betrag einer reellen Zahl** a ist von $+a$ bzw. $-a$ derjenige, der den positiven Zahlenwert hat. D. h.: $|a| = a$ falls $a > 0$; $|a| = 0$ falls $a = 0$; $|a| = -a$ falls $a < 0$

Beispiel: Der Betrag von $a = -2$ ist $|a| = +2 = -a$

Der **Betrag einer komplexen Zahl** $a = b + j \cdot c$ ist $a = |a| = \left|\sqrt{b^2 + c^2}\right|$ **(Bild 1).**

Der **Betrag eines Vektors** a mit den Komponenten a_x, a_y, a_z ist der Zahlenwert des Vektors, also die Länge a seines Pfeiles, nämlich $a = |a| = \left|\sqrt{a_x^2 + a_y^2 + a_z^2}\right|$ **(Bild 2).**

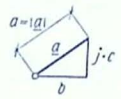


Bild 1

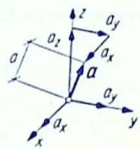


Bild 2

Grundregeln für das Rechnen mit Beträgen

$|a| = |-a|$ $\qquad$ $|a-b| = |b-a|$ $\qquad$ $|a \cdot b| = |a| \cdot |b|$

$\left|\frac{1}{a}\right| = \frac{1}{|a|}$ $\qquad$ $\left|\frac{b}{a}\right| = \frac{|b|}{|a|}$ $\qquad$ $\pm a \leqq |a|$

$a + b \leqq |a| + |b|$ $\qquad$ $|a+b| \geqq |a| - |b|$

$a| < c$ $\qquad$ nur möglich für $c > 0$ und $|a| < |c|$

$\frac{a + |a|}{2} = a$ $\qquad$ falls $a \geqq 0$ $\qquad$ $\frac{a + |a|}{2} = 0$ $\qquad$ falls $a \leqq 0$

$\frac{a - |a|}{2} = 0$ $\qquad$ falls $a \geqq 0$ $\qquad$ $\frac{a - |a|}{2} = a$ $\qquad$ falls $a \leqq 0$

$|a_1 + a_2 + \ldots + a_n| \leqq |a_1| + |a_2| + \ldots + |a_n|$

u beachten: Um auszudrücken, daß von einer Quadratwurzel nur der positive Wert teressiert, schreibe man: $\left|\sqrt{a}\right|$ und nicht, wie oft, $+\sqrt{a}$.

Mittel und Mittelwerte

Als **Mittel** bezeichnet man einen Wert, der in jeweils bestimmter Weise zwischen dem kleinsten und dem größten von wenigstens zwei Werten liegt.

Man unterscheidet vier Mittel:

Bezeichnung	Formelzeichen	Mittel aus a und b
arithmetisches Mittel	m_a	$\frac{a+b}{2}$ (= Halbmesser in Bild 1)
geometrisches Mittel	m_g	$\sqrt{a \cdot b}$
harmonisches Mittel	m_h	$\frac{2 \cdot a \cdot b}{a+b} = \frac{m_g^2}{m_a}$
quadratisches Mittel	m_q	$\sqrt{\frac{a^2+b^2}{2}}$

Daß $m_q > m_a > m_g > m_h$

veranschaulicht **Bild 1** für die Mittel aus den Strecken a und b. In dem Bild sind die vier Mittel eingetragen und die Konstruktionen angedeutet, mit denen sich diese Mittel gewinnen lassen.

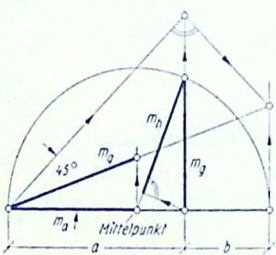


Bild 1

Für die Mittel aus den n beliebigen, ausschließlich positiven Zahlen $a_1, a_2 \ldots a_n$ $(n \geqq 2)$ gilt demgemäß allgemein:

$$\frac{a_1 + a_2 + \ldots a_n}{n} \leqq \sqrt{\frac{a_1^2 + a_2^2 + \ldots a_n^2}{n}}$$

in Worten: das arithmetische Mittel von n positiven Zahlen ist niemals größer als ihr quadratisches Mittel

$$\sqrt[n]{a_1 a_2 \ldots a_n} \leqq \frac{a_1 + a_2 + \ldots a_n}{n}$$

in Worten: Das geometrische Mittel von n positiven Zahlen ist niemals größer als ihr arithmetisches Mittel.

$$\frac{n}{\frac{1}{a_1}+\frac{1}{a_2}+\dots\frac{1}{a_n}} \leqq \sqrt[n]{a_1 a_2 \dots a_n}$$

in Worten: Das harmonische Mittel von n positiven Zahlen ist niemals größer als ihr geometrisches Mittel und damit auch niemals größer als ihr arithmetisches Mittel.

Unter **Mittelwert** versteht man einen Wert, der in jeweils bestimmter Weise aus einem schwankenden oder wechselnden Wert gewonnen ist.

An Mittelwerten sind gebräuchlich, wie das hier mit dem Formelzeichen a angedeutet ist:

Formelzeichen	zu $a\,(x)$ allgemein	zu periodischer Funktion $a\,(t)$ Periodendauer T	zu Sinusfunktion Scheitelwert $\hat{A}$
arithmetischer Mittelwert			
$a_m = \bar{a} =$	$\frac{1}{x_2 - x_1} \cdot \int_{x_1}^{x_2} a \, dx$	$\frac{1}{T} \cdot \int_0^T a \, dt$	0
Gleichrichtwert			
$\overline{\lvert a \rvert} =$	$\frac{1}{x_2 - x_1} \cdot \int_{x_1}^{x_2} \lvert a \rvert \, dx$	$\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \lvert a \rvert \, dt$	$\frac{2}{\pi} \cdot \lvert \hat{A} \rvert \approx 0{,}64 \cdot \lvert \hat{A} \rvert$
quadratischer Mittelwert (Effektivwert)			
$a_{eff} = \tilde{a} =$ bzw. A	$\sqrt{\frac{1}{x_2 - x_1} \cdot \int_{x_1}^{x_2} a^2 \, dx}$	$\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T a^2 \, dt}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \hat{A} \approx 0{,}71 \cdot \lvert \hat{A} \rvert$

Das Verhältnis des quadratischen Mittelwertes, also des Effektivwertes, zum Gleichrichtwert, d. h. zum arithmetischen Mittel einer Halbwelle einer Wechselgröße, nennt man **Formfaktor.**

Formeln für Felder

Allgemeines

Skalarfeld (Feld des Skalars U) $\quad U = U(x, y, z)$ **(Bild 1)**

Gleichung der Niveauflächen $U(x, y, z) = \text{const.}$

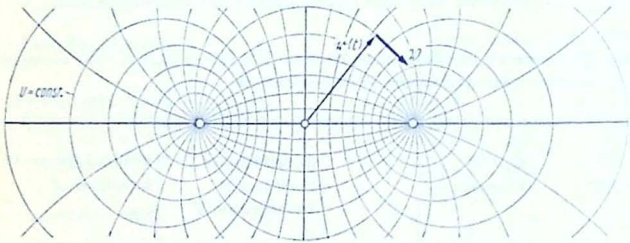


Bild 1

Vektorfeld (Feld des Vektors $\mathfrak{V}$) $\quad \mathfrak{V} = \mathfrak{V}(x, y, z) = \mathfrak{V}(\mathfrak{r})$ **(Bild 1)**

Bestimmungsgleichung der Feldlinien $\mathfrak{r} = \mathfrak{r}(t)$ $\qquad \dfrac{d\mathfrak{r}}{dt} \times \mathfrak{V}(\mathfrak{r}) = 0$

Linienintegral eines Vektors $\mathfrak{V}(\mathfrak{r})$

längs eines Raumkurvenstückes $\mathfrak{C}$ mit der Gleichung $\mathfrak{r} = \mathfrak{r}(t)$ **(Bild 2).**

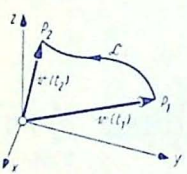


Bild 2

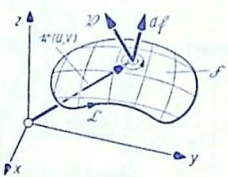


Bild 3

$$\int_{\mathfrak{C}} \mathfrak{V} \cdot d\mathfrak{r} = \int_{\mathfrak{r}_1}^{\mathfrak{r}_2} \mathfrak{V} \cdot d\mathfrak{r} = \int_{t_1}^{t_2} \left\{ V_x(t) \cdot \frac{dx}{dt} + V_y(t) \cdot \frac{dy}{dt} + V_z(t) \cdot \frac{dz}{dt} \right\} dt$$

Flächenintegral eines Vektors $\mathfrak{V}(\mathfrak{r})$ (Bild 3)

über die Fläche $\mathfrak{F}$ mit der Gleichung $\mathfrak{r} = \mathfrak{r}(u, v)$

$$\int_{\mathfrak{F}} \mathfrak{V} \cdot d\mathfrak{f} = \iint \left\{ V_x(x, y, z) \cdot \frac{\partial(y, z)}{\partial(u, v)} + V_y(x, y, z) \cdot \frac{\partial(z, x)}{\partial(u, v)} + V_z(x, y, z) \cdot \frac{\partial(x, y)}{\partial(u, v)} \right\} du\, dv$$

hierin sind:

$$\frac{\partial (y, z)}{\partial (u, v)} = \begin{vmatrix} \frac{\partial y}{\partial u} & \frac{\partial y}{\partial v} \\ \frac{\partial z}{\partial u} & \frac{\partial z}{\partial v} \end{vmatrix} \qquad \frac{\partial (z, x)}{\partial (u, v)} = \begin{vmatrix} \frac{\partial z}{\partial u} & \frac{\partial z}{\partial v} \\ \frac{\partial x}{\partial u} & \frac{\partial x}{\partial v} \end{vmatrix} \qquad \frac{\partial (x, y)}{\partial (u, v)} = \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial u} & \frac{\partial x}{\partial v} \\ \frac{\partial y}{\partial u} & \frac{\partial y}{\partial v} \end{vmatrix}$$

die Funktionaldeterminanten der Funktionenpaare
$y = y(u, v)$, $z = z(u, v)$ bzw. $z = z(u, v)$, $x = x(u, v)$ bzw. $x = x(u, v)$, $y = y(u, v)$
in bezug auf die Veränderlichen u, v.

Räumliche Differentialoperationen

Vektor grad U (Bild 4)

Kartesische Koordinaten x, y, z: $\operatorname{grad} U = \left\{ \frac{\partial U}{\partial x}, \frac{\partial U}{\partial y}, \frac{\partial U}{\partial z} \right\}$

Zylinderkoordinaten r, α, z ($x = r \cos \alpha$, $y = r \sin \alpha$, $z = z$):

$$(\operatorname{grad} U)_r = \frac{\partial U}{\partial r}, \quad (\operatorname{grad} U)_\alpha = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial U}{\partial \alpha}, \quad (\operatorname{grad} U)_z = \frac{\partial U}{\partial z}$$

Das Linienintegral des Vektors grad U ist $\int_{\mathfrak{r}_1}^{\mathfrak{r}_2} \operatorname{grad} U \cdot d\mathfrak{r} = \int_{P_1}^{P_2} dU = U(P_2) - U(P_1)$

Es ist unabhängig vom Verlauf des Integrationsweges zwischen P_1 und P_2.

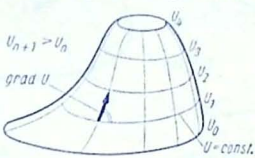


Bild 4

Die totale Änderung einer skalaren Feldfunktion $U = U(\mathfrak{r}(t), t)$ ergibt sich zu

$$\frac{dU}{dt} = \frac{\partial U}{\partial t} + \frac{d\mathfrak{r}}{dt} \cdot \operatorname{grad} U$$

Skalar div $\mathfrak{V}$

Kartesische Koordinaten $\quad \operatorname{div} \mathfrak{V} = \frac{\partial V_x}{\partial x} + \frac{\partial V_y}{\partial y} + \frac{\partial V_z}{\partial z}$

Zylinderkoordinaten $\quad \operatorname{div} \mathfrak{V} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r}(r V_r) + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial V_\alpha}{\partial \alpha} + \frac{\partial V_z}{\partial z}$

Gaußscher Integralsatz $\quad \oint_{\mathfrak{F}} \mathfrak{V} \cdot d\mathfrak{f} = \int_G \operatorname{div} \mathfrak{V} \, d\tau$ **(Bild 5)**

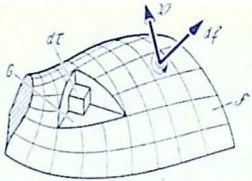


Bild 5

Skalarer Operator Δ

$\Delta U = \operatorname{div} \operatorname{grad} U$

Kartesische Koordinaten $\Delta U = \dfrac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \dfrac{\partial^2 U}{\partial y^2} + \dfrac{\partial^2 U}{\partial z^2}$

Zylinderkoordinaten $\Delta U = \dfrac{\partial^2 U}{\partial r^2} + \dfrac{1}{r} \cdot \dfrac{\partial U}{\partial r} + \dfrac{1}{r^2} \cdot \dfrac{\partial^2 U}{\partial \alpha^2} + \dfrac{\partial^2 U}{\partial z^2}$

Poissonsche Gleichung $\Delta U = -\varrho$, eine Lösung ist $U(\mathfrak{r}) = \dfrac{1}{4\pi} \int\limits_G \dfrac{\varrho_\tau \, d\tau}{r_\tau}$ **(Bild 6)**

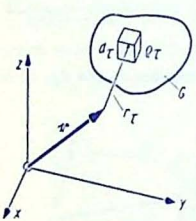


Bild 6

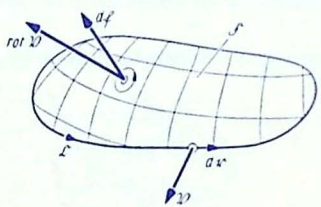


Bild 7

Vektor rot $\mathfrak{V}$

Kartesische Koordinaten $\operatorname{rot} \mathfrak{V} = \left\{ \dfrac{\partial V_z}{\partial y} - \dfrac{\partial V_y}{\partial z}, \dfrac{\partial V_x}{\partial z} - \dfrac{\partial V_z}{\partial x}, \dfrac{\partial V_y}{\partial x} - \dfrac{\partial V_x}{\partial y} \right\}$

Zylinderkoordinaten $(\operatorname{rot} \mathfrak{V})_r = \dfrac{1}{r} \cdot \dfrac{\partial V_z}{\partial \alpha} - \dfrac{\partial V_\alpha}{\partial z}$, $(\operatorname{rot} \mathfrak{V})_\alpha = \dfrac{\partial V_r}{\partial z} - \dfrac{\partial V_z}{\partial r}$,

$$(\operatorname{rot} \mathfrak{V})_z = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial (r V_\alpha)}{\partial r} - \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial V_r}{\partial \alpha}$$

Es gelten die Identitäten $\operatorname{div} \operatorname{rot} \mathfrak{V} = 0$, $\operatorname{rot} \operatorname{grad} U = 0$.

Stokesscher Integralsatz $\oint\limits_{\mathfrak{C}} \mathfrak{V} \cdot d\mathfrak{r} = \int\limits_{\mathfrak{F}} \operatorname{rot} \mathfrak{V} \cdot df$ **(Bild 7)**

Vektorieller Operator ∇

In kartesischen Koordinaten gilt für den formalen Vektor ∇

$$\nabla = \mathfrak{i}\frac{\partial}{\partial x} + \mathfrak{j}\frac{\partial}{\partial y} + \mathfrak{k}\frac{\partial}{\partial z} \qquad \text{und}$$

$$\operatorname{grad} U = \nabla U, \qquad \operatorname{div} \mathfrak{V} = \nabla \cdot \mathfrak{V}, \qquad \operatorname{rot} \mathfrak{V} = \nabla \times \mathfrak{V} = \begin{vmatrix} \mathfrak{i} & \mathfrak{j} & \mathfrak{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ V_x & V_y & V_z \end{vmatrix}$$

Weitere Formeln

(C konstanter Skalar, $U_{(v)}$ skalare Feldfunktionen; $\mathfrak{V}$, $\mathfrak{A}$, $\mathfrak{B}$ vektorielle Feldfunktionen)

$$\operatorname{grad}(U_1 + U_2) = \operatorname{grad} U_1 + \operatorname{grad} U_2 \qquad \operatorname{div}(\mathfrak{A} + \mathfrak{B}) = \operatorname{div} \mathfrak{A} + \operatorname{div} \mathfrak{B}$$

$$\operatorname{grad} CU = C \operatorname{grad} U \qquad \operatorname{div} C\mathfrak{V} = C \operatorname{div} \mathfrak{V}$$

$$\operatorname{grad}(U_1 \cdot U_2) = U_1 \operatorname{grad} U_2 + U_2 \operatorname{grad} U_1 \qquad \operatorname{div} U\mathfrak{V} = U \operatorname{div} \mathfrak{V} + \operatorname{grad} U \cdot \mathfrak{V}$$

$$\operatorname{grad} F(U) = \frac{dF}{dU} \operatorname{grad} U \qquad \operatorname{div}(\mathfrak{A} \times \mathfrak{B}) = \mathfrak{B} \cdot \operatorname{rot} \mathfrak{A} - \mathfrak{A} \cdot \operatorname{rot} \mathfrak{B}$$

$$\operatorname{rot}(\mathfrak{A} + \mathfrak{B}) = \operatorname{rot} \mathfrak{A} + \operatorname{rot} \mathfrak{B}$$

$$\int \operatorname{grad} U \, d\mathfrak{r} = \oint U \, d\mathfrak{f} \qquad \operatorname{rot} C\mathfrak{V} = C \operatorname{rot} \mathfrak{V}$$

$$\operatorname{rot} U\mathfrak{V} = U \operatorname{rot} \mathfrak{V} + \operatorname{grad} U \times \mathfrak{V}$$

$$\oint U \, d\mathfrak{r} = \int d\mathfrak{f} \times \operatorname{grad} U \qquad \int \operatorname{rot} \mathfrak{V} \, d\mathfrak{r} = \oint d\mathfrak{f} \times \mathfrak{V}$$

$$\Delta \mathfrak{V} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \mathfrak{V} - \operatorname{rot} \operatorname{rot} \mathfrak{V} =$$

$$= \left\{ \frac{\partial^2 V_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V_x}{\partial z^2}, \quad \frac{\partial^2 V_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V_y}{\partial z^2}, \quad \frac{\partial^2 V_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V_z}{\partial z^2} \right\}$$

Ein Vektorfeld $\mathfrak{V}$ ist durch seine Quellen ϱ und Wirbel $\mathfrak{w}$ eindeutig bestimmt, wenn diese im Endlichen liegen. Aus

$$\operatorname{div} \mathfrak{V} = \varrho \qquad \operatorname{rot} \mathfrak{V} = \mathfrak{w} \qquad (\operatorname{div} \mathfrak{w} = 0) \qquad \text{folgt:}$$

$$\mathfrak{V} = -\frac{1}{4\pi} \operatorname{grad} \int \frac{\varrho_\tau \, d\tau}{r_\tau} + \frac{1}{4\pi} \operatorname{rot} \int \frac{\mathfrak{w}_\tau \, d\tau}{r_\tau}$$

Formeln der Vektorrechnung

Vektoren sind gerichtete Größen. Die Richtung bezieht sich im allgemeinen auf den Raum (dreidimensionaler Vektor), oft aber auch nur auf eine Ebene (zweidimensionaler Vektor). Um die Vektor-Eigenschaft einer Größe in ihrem Formelzeichen zu kennzeichnen, wählt man dafür den Frakturbuchstaben (Buchstabe der deutschen Schrift) oder Fettdruck des Formelzeichens (dies vorzugsweise im anglo-amerikanischen Schrifttum).

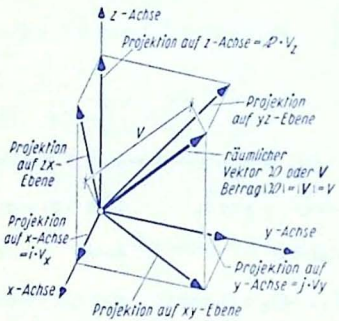


Bild 1

In der komplexen Wechselstromrechnung werden Spannungen, Ströme, Widerstände und Leitwerte durch Zeiger in der Gaußschen Zahlenebene veranschaulicht. Diese Zeiger bezeichnet man mitunter ebenfalls als Vektoren und verwendet für sie neben dem unter-

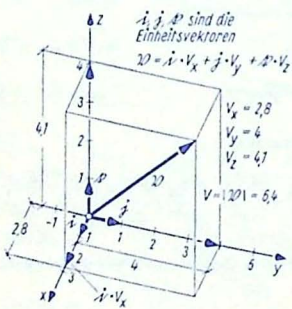


Bild 2

strichenen Formelzeichen oft ebenfalls noch Frakturbuchstaben. Eine sinnvolle Analogie zwischen den Zeigern und den Vektoren besteht jedoch nur hinsichtlich Addition und Subtraktion.

Geometrisches Bild und Komponenten des Vektors $\mathfrak{V}$ oder V (Bilder 1 und 2)

$$\mathfrak{V} = \mathfrak{i}\, V_x + \mathfrak{j}\, V_y + \mathfrak{k}\, V_z = \{ V_x, V_y, V_z \}$$

$$\text{Betrag von } \mathfrak{V} = |\mathfrak{V}| = V = \sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2}$$

Einheitsvektoren (Bild 2): $\mathfrak{i}, \mathfrak{j}, \mathfrak{k}$ Komponenten: $\mathfrak{i}\, V_x, \mathfrak{j}\, V_y, \mathfrak{k}\, V_z$

Summenvektor (Bilder 3, 4, 5) $\mathfrak{C} = \mathfrak{A} + \mathfrak{B} = \{A_x + B_x, A_y + B_y, A_z + B_z\}$

Differenzvektor (Bilder 3, 6, 7) $\mathfrak{D} = \mathfrak{A} - \mathfrak{B} = \{A_x - B_x, A_y - B_y, A_z - B_z\}$

Bild 3

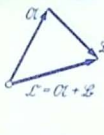


Bild 4

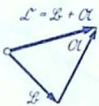


Bild 5

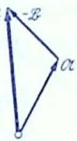


Bild 6

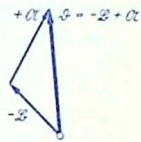


Bild 7

Hierzu gelten das Kommutativgesetz $\mathfrak{A} + \mathfrak{B} = \mathfrak{B} + \mathfrak{A}$ und das
Assoziativgesetz $\mathfrak{A} + (\mathfrak{B} + \mathfrak{C}) = (\mathfrak{A} + \mathfrak{B}) + \mathfrak{C}$

Multiplikation eines Vektors $\mathfrak{V}$ mit einem Skalar λ (Bild 8)

$$\lambda\, \mathfrak{V} = \mathfrak{i}\, (\lambda\, V_x) + \mathfrak{j}\, (\lambda\, V_y) + \mathfrak{k}\, (\lambda\, V_z) = \{ \lambda\, V_x, \lambda\, V_y, \lambda\, V_z \}$$

Bild 8

Hierzu gelten das Distributivgesetz $\lambda\, (\mathfrak{A} + \mathfrak{B}) = \lambda\mathfrak{A} + \lambda\mathfrak{B}$ und das
Assoziativgesetz $\lambda_1\, (\lambda_2 \mathfrak{B}) = (\lambda_1 \lambda_2)\, \mathfrak{B}$

Inneres (oder skalares) Produkt zweier Vektoren $\mathfrak{A}$, $\mathfrak{B}$ (Bilder 9 und 10)

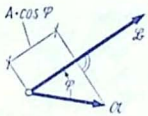


Bild 9

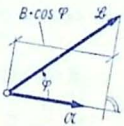


Bild 10

Das innere Produkt $\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B}$ zweier Vektoren $\mathfrak{A}$ und $\mathfrak{B}$ ist ein Skalar vom Wert

$$D = \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B} = |\mathfrak{A}| \cdot |\mathfrak{B}| \cdot \cos \varphi = A \cdot B \cdot \cos \varphi = A_x \cdot B_x + A_y \cdot B_y + A_z \cdot B_z$$

Hierzu gelten das Kommutativgesetz $\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B} = \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{A}$ und das
Distributivgesetz $\mathfrak{A} \cdot (\mathfrak{B} + \mathfrak{C}) = \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B} + \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{C}$

$$\mathfrak{A}^2 = \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{A},\ \mathfrak{i}^2 = \mathfrak{j}^2 = \mathfrak{k}^2 = 1;\ \mathfrak{i} \cdot \mathfrak{j} = \mathfrak{j} \cdot \mathfrak{k} = \mathfrak{k} \cdot \mathfrak{i} = 0$$

Ist $\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B} = 0$, so stehen die Vektoren senkrecht aufeinander.

Äußeres (oder vektorielles) Produkt zweier Vektoren $\mathfrak{A}$, $\mathfrak{B}$ (Bild 11)

Das **Vektorprodukt** $\mathfrak{A} \times \mathfrak{B}$ zweier Vektoren $\mathfrak{A}$ und $\mathfrak{B}$ ist der Vektor $\mathfrak{D} = \mathfrak{A} \times \mathfrak{B}$, der auf der durch $\mathfrak{A}$ und $\mathfrak{B}$ bestimmten Ebene senkrecht steht, mit $\mathfrak{A}$ und $\mathfrak{B}$ eine Rechtsschraube bildet und den Betrag

$$D = |\mathfrak{A} \times \mathfrak{B}| = A \cdot B \cdot |\sin \varphi| \quad \text{hat.}$$

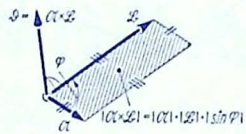


Bild 11

$$\mathfrak{D} = \mathfrak{A} \times \mathfrak{B} = \begin{vmatrix} \mathfrak{i} & \mathfrak{j} & \mathfrak{k} \\ A_x & A_y & A_z \\ B_x & B_y & B_z \end{vmatrix} = \{A_y B_z - A_z B_y, A_z B_x - A_x B_z, A_x B_y - A_y B_x\}$$

$$\mathfrak{i} \times \mathfrak{i} = \mathfrak{j} \times \mathfrak{j} = \mathfrak{k} \times \mathfrak{k} = 0$$

$$\mathfrak{i} \times \mathfrak{j} = \mathfrak{k} \qquad \mathfrak{j} \times \mathfrak{k} = \mathfrak{i} \qquad \mathfrak{k} \times \mathfrak{i} = \mathfrak{j}$$

Hierzu gelten das Antikommutativgesetz $\mathfrak{A} \times \mathfrak{B} = -\mathfrak{B} \times \mathfrak{A}$ und das
Distributivgesetz $\mathfrak{A} \times (\mathfrak{B} + \mathfrak{C}) = \mathfrak{A} \times \mathfrak{B} + \mathfrak{A} \times \mathfrak{C}$

Produkt aus innerem Produkt zweier Vektoren $\mathfrak{A}$, $\mathfrak{B}$ und einem dritten Vektor $\mathfrak{C}$

$$(\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B})\,\mathfrak{C} = |\mathfrak{A}| \cdot |\mathfrak{B}| \cdot \cos \varphi \cdot \mathfrak{C}$$

Spatprodukt dreier Vektoren

Das Spatprodukt dreier Vektoren $\mathfrak{A}$, $\mathfrak{B}$, $\mathfrak{C}$ ist der Skalar

$$\mathfrak{A} \cdot (\mathfrak{B} \times \mathfrak{C}) = [\mathfrak{A}\mathfrak{B}\mathfrak{C}] = \begin{vmatrix} A_x & A_y & A_z \\ B_x & B_y & B_z \\ C_x & C_y & C_z \end{vmatrix}$$

Sein Betrag ist gleich dem Volumen des von $\mathfrak{A}$, $\mathfrak{B}$ und $\mathfrak{C}$ aufgespannten Parallelepipeds (**Bild 12**) und damit gleich dem Sechsfachen des Volumens des mit $\mathfrak{A}$, $\mathfrak{B}$ und $\mathfrak{C}$ gegebenen Tetraeders.

Hierzu gilt der Vertauschungssatz $\mathfrak{A} \cdot (\mathfrak{B} \times \mathfrak{C}) = \mathfrak{B} \cdot (\mathfrak{C} \times \mathfrak{A}) = \mathfrak{C} \cdot (\mathfrak{A} \times \mathfrak{B}) = (\mathfrak{A} \times \mathfrak{B}) \cdot \mathfrak{C}$

Dreifaches Vektorprodukt

$$\mathfrak{V} = \mathfrak{A} \times (\mathfrak{B} \times \mathfrak{C}) = (\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{C})\,\mathfrak{B} - (\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B})\,\mathfrak{C} \text{ (Entwicklungssatz) (Bild 13)}$$

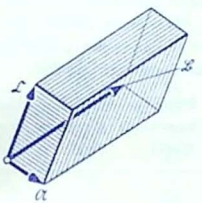


Bild 12

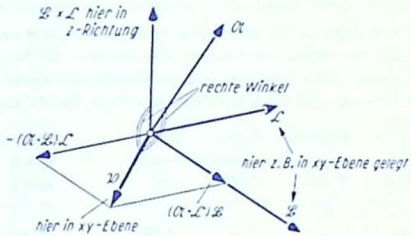


Bild 13

Vierfache Vektorprodukte

$$(\mathfrak{A} \times \mathfrak{B}) \cdot (\mathfrak{C} \times \mathfrak{D}) = (\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{C})(\mathfrak{B} \cdot \mathfrak{D}) - (\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{D})(\mathfrak{B} \cdot \mathfrak{C}) = \begin{vmatrix} \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{C} & \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{C} \\ \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{D} & \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{D} \end{vmatrix}$$

$$(\mathfrak{A} \times \mathfrak{B}) \times (\mathfrak{C} \times \mathfrak{D}) = \mathfrak{B}\,[\mathfrak{C}\mathfrak{D}\mathfrak{A}] - \mathfrak{A}\,[\mathfrak{B}\mathfrak{C}\mathfrak{D}] = \mathfrak{C}\,[\mathfrak{D}\mathfrak{A}\mathfrak{B}] - \mathfrak{D}\,[\mathfrak{A}\mathfrak{B}\mathfrak{C}]$$

Differentiation von Vektoren nach einem Skalar

$$\frac{d\mathfrak{B}}{dt} = \lim_{h \to 0} \frac{\mathfrak{B}(t+h) - \mathfrak{B}(t)}{h} = \left\{ \frac{dV_x}{dt}, \frac{dV_y}{dt}, \frac{dV_z}{dt} \right\} \quad \text{(Bild 14)}$$

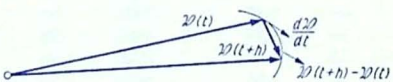


Bild 14

$$\frac{d(\mathfrak{A} + \mathfrak{B})}{dt} = \frac{d\mathfrak{A}}{dt} + \frac{d\mathfrak{B}}{dt}$$

$$\frac{d(\mathfrak{A} \cdot \mathfrak{B})}{dt} = \frac{d\mathfrak{A}}{dt} \cdot \mathfrak{B} + \mathfrak{A} \cdot \frac{d\mathfrak{B}}{dt} = \mathfrak{B} \cdot \frac{d\mathfrak{A}}{dt} + \frac{d\mathfrak{B}}{dt} \cdot \mathfrak{A}$$

$$\frac{d(\mathfrak{A} \times \mathfrak{B})}{dt} = \frac{d\mathfrak{A}}{dt} \times \mathfrak{B} + \mathfrak{A} \times \frac{d\mathfrak{B}}{dt} = -\mathfrak{B} \times \frac{d\mathfrak{A}}{dt} - \frac{d\mathfrak{B}}{dt} \times \mathfrak{A}$$

Amerikanische und englische Drahtlehren

Die Drahtlehre ist ursprünglich eine Lehre, ausgeführt als Blech mit Einschnitten und Maßangaben, zum Nachprüfen der Drahtdurchmesser. Heute versteht man darunter meistens die Festlegung von Drahtdurchmessern nach Lehrennummern.

Nachstehend sind die wichtigen amerikanischen und englischen Drahtlehren zusammengestellt. Die Werte der Querschnitte, sowie — für Kupfer, Aluminium, Konstantan und Manganin — die Gewichte und die Widerstände findet man zu den in mm angegebenen Durchmessern im TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I, auf den Seiten 196 und 197.

Amerik. B & S AWG	Birmingham stubs BWG	British standard IWG	Durchmesser mm	Amerik. B & S AWG	Birmingham stubs BWG	British standard IWG	Durchmesser mm
0000	—	—	11,68	6	—	—	4,12
—	0000	—	11,53	—	—	8	4,06
—	—	0000	11,16	—	9	—	3,76
—	000	—	10,80	7	—	—	3,67
000	—	—	10,41	—	—	9	3,66
—	00	—	9,65	—	10	—	3,40
—	—	000	9,45	8	—	—	3,26
00	—	—	9,37	—	—	10	3,25
—	—	00	8,84	—	11	—	3,05
—	0	—	8,64	—	—	11	2,95
0	—	—	8,25	9	—	—	2,91
—	—	0	8,23	—	12	—	2,77
—	1	1	7,62	—	—	12	2,64
1	—	—	7,35	10	—	—	2,59
—	2	—	7,21	—	13	—	2,41
—	—	2	7,01	—	—	13	2,34
—	3	—	6,58	11	—	—	2,31
2	—	—	6,54	—	14	—	2,11
—	—	3	6,40	12	—	—	2,05
—	4	—	6,05	—	—	14	2,03
—	—	4	5,89	13	15	15	1,83
3	—	—	5,83	—	16	—	1,65
—	5	—	5,59	14	—	16	1,63
—	—	5	5,39	—	17	—	1,47
4	—	—	5,19	15	—	—	1,45
—	6	—	5,16	—	—	17	1,42
—	—	6	4,88	16	—	—	1,29
5	—	—	4,62	—	18	—	1,25
—	7	—	4,57	—	—	18	1,22
—	—	7	4,47	17	—	—	1,15
—	8	—	4,19	—	19	—	1,07

Amerik. B & S AWG	Birmingham stubs BWG	British standard IWG	Durchmesser mm	Amerik. B & S AWG	Birmingham stubs BWG	British standard IWG	Durchmesser mm
18	—	—	1,024	—	—	34	0,234
—	—	19	1,016	—	32	—	0,229
—	—	20	0,914	31	—	—	0,227
19	—	—	0,912	—	—	35	0,214
—	20	—	0,889	—	33	—	0,203
—	21	21	0,813	32	—	—	0,202
20	—	—	0,812	—	—	36	0,193
21	—	—	0,723	33	—	—	0,180
—	22	22	0,711	—	34	—	0,178
22	23	—	0,644	—	—	37	0,173
—	—	23	0,610	34	—	—	0,160
23	—	—	0,573	—	—	38	0,152
—	24	24	0,560	35	—	—	0,143
24	25	25	0,510	—	—	39	0,132
—	26	26	0,460	36	35	—	0,127
25	—	—	0,455	—	—	40	0,122
—	27	27	0,415	37	—	—	0,113
26	—	—	0,405	—	—	41	0,112
—	—	28	0,376	—	—	42	0,102
27	—	—	0,360	38	36	—	0,101
—	28	—	0,356	—	—	43	0,092
—	—	29	0,346	39	—	—	0,090
—	29	—	0,330	—	—	44	0,081
28	—	—	0,321	40	—	—	0,080
—	—	30	0,310	—	—	45	0,071
—	30	—	0,305	—	—	46	0,061
—	—	31	0,295	—	—	47	0,051
29	—	—	0,286	—	—	48	0,041
—	—	32	0,274	—	—	49	0,031
30	—	—	0,255	–	—	50	0,025
—	31	33	0,254				

Bedeutung der Abkürzungen

B & S = Brown & Sharpe = **AWG** **BWG** = Birmingham wire gauge (Britisch)
AWG = American wire gauge = **B & S** **IWG** = Imperial Standard wire gauge = **SWG**

Weitere Drahtlehren

Außer den in der Tabelle berücksichtigten meistens in Frage kommenden Drahtlehren gibt es: Washburn & Moen sowie US Standard plate. Beide Lehren stimmen verhältnismäßig gut mit der britischen IWG überein.

Farbcode allgemein

Die folgenden Angaben sollen es ermöglichen, die Bedeutung vorliegender Farbkennzeichnungen zu erkennen.

Die einzelne Farbe kann bedeuten: eine Ziffer oder eine Zehnerpotenz oder eine Spannung oder aber auch einen Kennbuchstaben, der etwas Besonderes aussagen soll.

Farbe	Ziffer	Zehnerpotenz	Toleranz %	Spannung V	Kennbuchstabe
schwarz	0	10^0	±20	–	A
braun	1	10^1	± 1	100	B
rot	2	10^2	± 2	200	C
orange	3	10^3	± 3	300	D
gelb	4	10^4	*	400	E
grün	5	10^5	± 5	500	F
blau	6	10^6	± 6	600	G
violett	7	10^7	±12,5	700	–
grau	8	10^{-2}	±30	800	I
weiß	9	10^{-1}	±10	900	J
gold	–	10^{-1}	± 5	1000	–
silber	–	10^{-2}	±10	2000	–
ohne Farbe	–	–	±20	500	–

* „als Minimalwert garantiert".

Die Farben gold und silber sind leitend und deshalb nicht immer verwendbar. Deshalb hat man dafür die Ausweichmöglichkeiten:

statt gold	für	10^{-1}	weiß,	für	± 5%	grün
statt silber	für	10^{-2}	grau,	für	± 10%	weiß

Ziffern gibt man im Farbcode in der Regel zwei, selten drei an. Man wählt sie meist einer E-Reihe (internationale Normreihe, siehe Seite 10) gemäß. Es handelt sich dabei um die ersten zwei oder drei Ziffern, wovon die letzte durch Auf- oder Abrunden entstanden sein kann.

Für die Zehnerpotenz gibt der positive Exponent der Zehnerpotenz die an die zwei oder drei Ziffern anzufügenden Nullen an. Der negative Exponent besagt, um wie viele Stellen das Komma nach links zu rücken ist.

Für die Toleranz besagt schwarz oder keine Angabe ± 20%. Meistens findet man für ± 10% silber und für ± 5% gold.

Bei der Spannung handelt es sich üblicherweise um die Angabe des im Dauerzustand höchstzulässigen Wertes.

Der Kennbuchstabe charakterisiert eine besondere Eigenschaft – z. B. für Kondensatoren den Temperaturkoeffizienten oder für Widerstände die Belastbarkeit.

Farbcode für Widerstände

Die Kennzeichnung erfolgt meist gemäß **Bild 1** durch Ringe, sonst nach Bild 2 durch Körperfarbe, Endfarben sowie Ring oder Punkt, wie in der folgenden Tabelle angegeben. B und D unterscheiden sich für eine Farbanordnung gemäß **Bild 2** durch die Lage des Punktes C gegenüber den Anschlüssen.

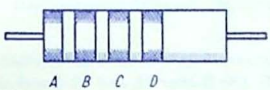


Bild 1

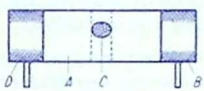


Bild 2

Farbe	Ort:	A	B	C	D
		in Ohm ausgedrückter Wert			Toleranz %
		1. Ziffer	2. Ziffer	Zehnerpotenz	( ) = sehr selten
schwarz		0	0	10^0	±20
braun		1	1	10^1	± (1)
rot		2	2	10^2	± (2)
orange		3	3	10^3	± (3)
gelb		4	4	10^4	± (4)
grün		5	5	10^5	± (5)
blau		6	6	10^6	± (6)
violett		7	7	10^7	± (7)
grau		8	8	10^{-2}	± (8)
weiß		9	9	10^{-1}	± (9)
gold		–	–	10^{-1}	± 5
silber		–	–	10^{-2}	±10
ohne Farbe		–	–	–	±20

Die Farben gold und silber sind leitend und deshalb nicht immer verwendbar. Deshalb hat man dafür die Ausweichmöglichkeiten :

statt gold	für	10^{-1}	**weiß,**	für	± 5%	**grün**
statt silber	für	10^{-2}	**grau,**	für	± 10%	**weiß**

Beispiele :

	A	B	C	D				
a)	braun	rot	grün	schwarz	$12 \cdot 10^5$	Ω	= 1,2 MΩ	± 20%
b)	blau	schwarz	weiß	silber	$60 \cdot 10^{-1}$	Ω	= 6 Ω	± 10%
c)	schwarz	braun	orange	–	$1 \cdot 10^3$	Ω	= 1 kΩ	± 20%
d)	rot	–	orange	gold	$2 \cdot 10^3$	Ω	= 2 kΩ	± 5%
e)	gelb	violett	weiß	rot	$47 \cdot 10^{-1}$	Ω	= 4,7 Ω	± 2%

Farbcode für Kondensatoren

Wichtigste Farbkennzeichnungen für Kondensatoren sind:
zu keramischen Röhrchenkondensatoren (**Bild 1**, Variante Bild 2) sowie
zu Glimmerkondensatoren (**Bilder 3 ... 5**).

Außerdem hat man für Rollkondensatoren die Farbanordnungen nach den **Bildern 6** und **7** sowie für Glimmer-Knopfkondensatoren die Farbanordnungen, wie sie in den **Bildern 8** und **9** gezeigt werden.

Bei Keramikkondensatoren sind häufig die Temperaturkoëffizienten durch einen einzelnen Farbpunkt gekennzeichnet (**Bilder 10** und **11**). Die **Bilder 12** und **13** beziehen sich auf keramische Röhrchenkondensatoren. Allgemein bedeuten für die Kondensatoren:

Ort	Farbe
A	erste Ziffer der in pF ausgedrückten Kapazität
B	zweite Ziffer der in pF ausgedrückten Kapazität
C	Zehnerpotenz (Nullenzahl) für die in pF ausgedrückte Kapazität
D	Toleranz

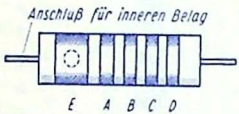


Bild 1

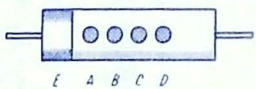


Bild 2

Für Kondensatoren gemäß **Bild 1** bzw. 2 gilt:

Farbe	Ort:	A	B	C	D	E
		in pF ausgedrückter Wert			Toleranz	TK_c
		1. Ziffer	2. Ziffer	Zehner-potenz	± % [1])	$10^{-6}/°C$
schwarz		0	0	10^0	20	0
braun		1	1	10^1	1	− 30
rot		2	2	10^2	2	− 80
orange		3	3	10^3	(3)	−150
gelb		4	4	10^4	(0...+100)	−220
grün		5	5	–	5	−330
blau		6	6	–	(6)	−470
violett		7	7	–	(7)	−750
grau		8	8	10^{-2}	(8)	+ 30
weiß		9	9	10^{-1}	10	−100 ... +750
gold		–	–	–	–	–
silber		–	–	–	–	–
ohne Farbe		–	–	–	20	–

[1]) Für Kapazitäten < 10pF an Stelle von 1% jeweils 0,1 pF.

Kondensatoren gemäß **Bild 3** sind USA-Glimmerkondensatoren. Für sie bedeutet:

Farbe Ort:	A	B	C	D	E	F	G
	in pF ausgedrückter Wert			Toleranz	TK_c	Norm	Spannung
	1. Ziffer	2. Ziffer	Zehnerpotenz	± %	$10^{-6}/°C$		V
schwarz	0	0	10^0	20	±1000	MIL[1])	–
braun	1	1	10^1	1	± 500	–	100
rot	2	2	10^2	2	± 200	–	200
orange	3	3	10^3	3	± 100	–	300
gelb	4	4	10^4	(0...+100)	−20...+100	–	400
grün	5	5	10^5	5	0...+ 70	–	500
blau	6	6	10^6	6	–	–	600
violett	7	7	10^7	12,5	–	–	700
grau	8	8	10^{-2}	30	−50...+150	–	800
weiß	9	9	10^{-1}	10	−50...+100	RETMA[2])	900
gold	–	–	10^{-1}	5	–	–	1000
silber	–	–	10^{-2}	10	–	–	2000
ohne Farbe	–	–	–	20	–	–	500

[1]) MIL Military (USA)

[2]) RETMA Radio-Electronics-Television Manufacturers Association

Zu **Bild 4** (USA-Glimmerkondensatoren) gehört:

Farbe Ort:	A	B	C
	in pF ausgedrückter Wert		
	1. Ziffer	2. Ziffer	Zehnerpotenz
schwarz	0	0	10^0
braun	1	1	10^1
rot	2	2	10^2
orange	3	3	10^3
gelb	4	4	10^4
grün	5	5	–
blau	6	6	–
violett	7	7	–
grau	8	8	10^{-2}
weiß	9	9	10^{-1}
gold	–	–	10^{-1}
silber	–	–	10^{-2}

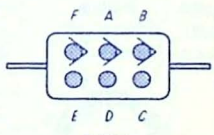


Bild 3

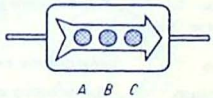


Bild 4

Zu **Bild 5** (Glimmerkondensatoren gemäß RMA, d. h. Radio Manufacturers Association) und **Bild 6** (Rollkondensatoren mit beliebigem Dielektrikum, ebenfalls nach RMA) hat man:

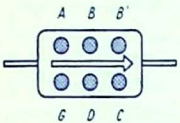


Bild 5

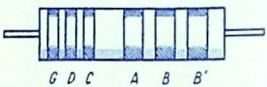


Bild 6

Farbe Ort:	A	B	B'	C	D	G
	in pF ausgedrückter Wert				Toleranz	Spannung
	1. Ziffer	2. Ziffer	3. Ziffer	Zehner-potenz	± %	V
schwarz	0	0	0	10^0	20	–
braun	1	1	1	10^1	1	100
rot	2	2	2	10^2	2	200
orange	3	3	3	10^3	3	300
gelb	4	4	4	10^4	(0...+100)	400
grün	5	5	5	–	5	500
blau	6	6	6	–	6	600
violett	7	7	7	–	7	700
grau	8	8	8	10^{-2}	30	800
weiß	9	9	9	10^{-1}	10	900
gold	–	–	–	10^{-1}	5	1000
silber	–	–	–	10^{-2}	10	2000
ohne Farbe	–	–	–	–	20	500

Hierzu ist für Kondensatoren nach **Bild 5** die Kunstharzfarbe des Körpers ein weiteres Kennzeichen:

braun	Metallfolie zwischen Glimmer	Überbrückungskondensator
rotbraun	Silberbelag auf Glimmer	Schwingkreiskondensator
gelbbraun	Silberbelag oder Metallfolie	beliebige Verwendung

Bild 7 betrifft US-Wehrmacht-Glimmer- und Papierkondensatoren. Dazu gehört:

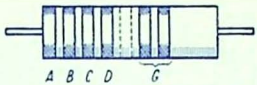


Bild 7

Farbe	Ort:	A	B	C	D	G	
		in pF ausgedrückter Wert			Toleranz	Spannung in 100 V	
		1. Ziffer	2. Ziffer	Zehnerpotenz	± %	1. Ziffer	2. Ziffer
schwarz		0	0	10^0	20	0	0
braun		1	1	10^1		1	1
rot		2	2	10^2		2	2
orange		3	3	10^3	30	3	3
gelb		4	4	10^4	40	4	4
grün		5	5	–	5	5	5
blau		6	6	–		6	6
violett		7	7	–		7	7
grau		8	8	–		8	8
weiß		9	9	–	10	9	9

Zu den Knopf-Glimmer-Kondensatoren (Bilder 8 und 9) ist folgender Code festgelegt:

Farbe	Ort:	A	B	B'	C	D	E	
		in pF ausgedrückter Wert				Toleranz	TK_C	Kapazitäts-drift
		1. Ziffer	2. Ziffer	3. Ziffer	Zehner-potenz	± %	$10^{-6}/°C$	%
schwarz		0	0	0	10^0	20	–	–
braun		1	1	1	10^1	1	–	–
rot		2	2	2	10^2	2	±200	±0,5
orange		3	3	3	10^3	–	±100[1]	±0,3 [2]
gelb		4	4	4	10^4	–	−20...+100[1]	±0,1 [1]
grün		5	5	5	–	5	0...+70[1]	±0,05[1]
blau		6	6	6	–	–		
violett		7	7	7	–	–		
grau		8	8	8	10^{-2}	–		
weiß		9	9	9	10^{-1}	10		
gold		–	–	–	–	5		
silber		–	–	–	–	10		
ohne Farbe		–	–	–	–	20		

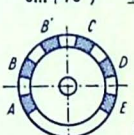


Bild 8

F ist stets schwarz und deutet damit Zugehörigkeit zur MIL-(Military-)Norm an.

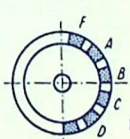


Bild 9

[1]) Für Farbanordnung nach Bild 8: zusätzlich noch 0,05 pF.
[2]) Für Farbanordnung nach Bild 9: mindestens aber 0,3 pF.

Keramikkondensatoren tragen als Kennzeichen des keramischen Dielektrikums und damit auch des Temperaturkoëffizienten der Kapazität (TK_C) einen Farbpunkt (**Bilder 10** und **11**).

Bild 10

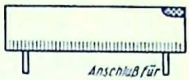


Bild 11

Körperfarbe für Gruppe I hellgrau bzw. für Gruppe I A auch weiß

Bisher galt für den Farbpunkt gemäß DIN 41 341

Farbe	TK_C $10^{-6}/°C$	Farbe	TK_C $10^{-6}/°C$
rot	+ 160... + 100	**dunkelgrün**	− 180... − 300
orange	+ 100... − 30	**gelb**	− 350... − 600
hellgrün	− 40... − 160	**blau**	− 650... − 850

Neue Festlegung:

Kennfarbenpunkt nach DIN 41920 (IEC: International Electrotechnical Commission)	Keramik-Bezeichnung	**Farbe** nach DIN 41 341	TK_C $10^{-6}/°C$	Toleranzen von TK_C $10^{-6}/°C$ Gruppe IA	$10^{-6}/°C$ Gruppe IB	tan δ*) 10^{-3} 20 °C, 1 MHz
hellrot + violett	P 100	rot	+ 100	± 15	± 40	0,3
dunkelgrau	P 033	orange	+ 33	± 15	± 40	0,3
schwarz	NP 0	orange	± 0	± 15	± 40	0,4
braun	N 033	orange	− 33	± 15	± 40	0,4
dunkelrot	N 047	hellgrün	− 47	± 15	± 40	0,4
hellrot	N 075	hellgrün	− 75	± 15	± 40	0,4
hellgrün	N 110	hellgrün	− 110	± 15	± 40	0,4
orange	N 150	hellgrün	− 150	± 15	± 40	0,4
gelb	N 220	dunkelgrün	− 220	± 15	± 40	0,5
dunkelgrün	N 330	dunkelgrün	− 330	± 25	± 60	0,5
hellblau	N 470	gelb	− 470	± 35	± 90	0,5
violett	N 750	blau	− 750	± 60	±120	0,4
dunkelblau	N 1500	violett	− 1500	−	±250	0,6

*) Früher tg δ geschrieben: Verlustfaktor — Richtwerte bei Kondensatoren mit Kapazitätswerten größer als 25 pF.

Kennzeichnung von Keramikkondensatoren gemäß EIA-Standard RS-198. Benutzt werden das 5-Farben-System (**Bild 12**) und das 6-Farben-System (**Bild 13**). Beide Systeme unterscheiden sich durch die Angabe des Temperaturkoëffizienten (EIA = Electronic Industrial Association.)

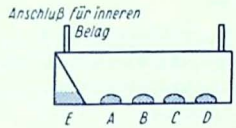


Bild 12

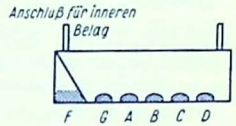


Bild 13

Farbe	Ort:	A	B	C	D		E	F	G
		1. Ziffer	2. Ziffer	Zehner-Potenz	Kapazitäts-Toleranz ± pF[1]	% [2]	TK_C $10^{-6}/°C$	TK_C $10^{-6}/°C$ Ziffern	Faktor
schwarz		0	0	10^0	2	20	0	0	-10^0
braun		1	1	10^1	0,1	1	— 33	—	-10^1
rot		2	2	10^2	—	2	— 75	1	-10^2
orange		3	3	10^3	—	3	—150	1,5	-10^3
gelb		4	4	10^4	—	—	—220	2,2	-10^4
grün		5	5	—	0,5	5	—330	3,3	$+10^0$
blau		6		—	—	—	—470	4,7	$+10^1$
violett		7	7	—	—	—	—750	7,5	$+10^2$
grau		8	8	10^{-2}	0,25	—	[3]	[5]	$+10^3$
weiß		9	9	10^{-1}	1	10	[4]	—	$+10^4$

[1]) Für Kondensatoren mit Kapazitäten, die 10 pF nicht übersteigen, sind die Toleranzen in pF festgelegt.

[2]) Für Kondensatoren mit Kapazitäten, die größer sind als 10 pF, gelten Toleranzen in %.

[3]) Temperaturkoëffizient in den Grenzen $(-1500 \ldots +150) \cdot 10^{-6}/°C$ zulässig.

[4]) Temperaturkoëffizient in den Grenzen $(-750 \ldots +100) \cdot 10^{-6}/°C$ zulässig.

[5]) Temperaturkoëffizient in den Grenzen festgelegt, die durch das Produkt aus $(-1000 \ldots -5200) \cdot 10^{-6}/°C$ und dem Faktor gemäß Farbe G gegeben sind.

Magnetfeld-Arbeitsinhalt

Die in einem Magnetfeld gespeicherte Arbeit muß man in vielen Fällen kennen: Man benötigt ihren Maximalwert beispielsweise für das

Bemessen der Kerne von Schwingkreisspulen,

Speichern der Arbeit im Magnetfeld einiger Zerhackerschaltungen,

Unschädlichmachen des Magnetfeld-Arbeitsinhaltes beim Öffnen von Stromkreisen, die Induktivitäten enthalten (Funkenlöschschaltung),

Ausrechnen der Zugkraft zwischen zwei Polflächen.

Formelzeichen, Größen und Einheiten

$\hat{}$	über dem Formelzeichen bedeutet einerseits, wie üblich, den Scheitelwert, anderseits aber auch den höchsten betrachteten bzw. höchsten erreichten Wert.	
A	Magnetfeldquerschnitt	cm^2
l	Magnetfeldlänge	cm
W_m	im Magnetfeld gespeicherte Arbeit	Ws
W_{ms}	im Luftspalt magnetisch gespeicherte Arbeit	Ws
H	magnetisches Spannungsgefälle (magnetische Feldstärke)	A/cm
B	Dichte des Magnetfeldes (magnetische Induktion)	Vs/cm^2
Φ	Wert des Magnetfeldes (Fluß)	Vs
V	das vom Magnetfeld eingenommene Volumen	cm^3
A_s	Luftspaltquerschnitt mit Randfeldzuschlag	cm^2
l_s	Luftspaltweglänge mit Zuschlag für den magnetischen Widerstand des Kerns	cm
w	Windungszahl	
A_L	Spulenkonstante	nH/w^2
P_b	Blindleistung	VA[1])
ω	Kreisfrequenz	s^{-1}
i	Strom, Augenblickswert	A
I	Strom, Effektivwert	A
u	Spannung, Augenblickswert	V
U	Spannung, Effektivwert	V
F	Zugkraft	kg (Kraft) = kp

Man beachte: Die Einheiten A/cm, Vs und Vs/cm^2 setzen, wie immer, so auch hier ein vorhergegangenes Umrechnen auf die Windungszahl $w = 1$ voraus. Verzichtet man auf diese Umrechnung, so tritt

an die Stelle der Einheit	A/cm	Vs	Vs/cm^2
die w enthaltende Einheit	$A \cdot w/cm$	Vs/w	$Vs/(w \cdot cm^2)$

[1]) Andere Einheiten mit gleicher Bedeutung sind das Blindwatt und das Voltampere reaktiv (Var).

Formeln für den Magnetfeld-Arbeitsinhalt

Bezogen auf die Volumeneinheit, in der die Magnetfelddichte den Wert $B = B_1$ hat, beträgt der Arbeitsinhalt

$$\frac{W_m}{V} = \int_0^{B_1} H \cdot \mathrm{d}B$$

In der gebräuchlichen Darstellung des Zusammenhanges zwischen B und H **(Bild 1)** ist dieses Integral durch die Fläche gegeben, die von der B-Achse, der Waagerechten $B = B_1$ und der B/H-Kennlinie eingeschlossen wird. Diese Fläche ist in Bild 1 horizontal schraffiert.

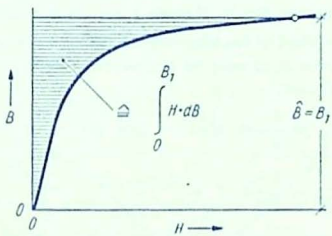


Bild 1

Für den Arbeitsinhalt des gesamten Magnetfeldes folgt hieraus allgemein:

$$W_m = \oint_V \int_0^{B_1} H \cdot \mathrm{d}B \cdot \mathrm{d}V$$

In den technisch wichtigen Fällen darf man hierzu meistens einen magnetisierbaren Kern von konstantem Querschnitt bei einer im Kern durchweg gleichen Felddichte B annehmen. Hierzu wird:

$$W_m = V \cdot \int_0^{B_1} H \cdot \mathrm{d}B$$

Manche Kerne sind aus Stücken von konstantem Querschnitt zusammengesetzt. Wohl ist die Magnetisierung dort, wo zwei solche Stücke verschiedenen Querschnitts zusammenstoßen, nicht homogen, doch genügt es in der Regel, W_{m1}, W_{m2} ... W_{mi} usw. für die Einzelstücke auszurechnen und diese Anteile zu summieren:

$$W_m = \Sigma W_{mi}$$

Im leeren Raum, in Luft sowie auch in nicht magnetisierbarem Material und, bei geringen Felddichten, auch in Ferrit- und Eisenpulverkernen steigt B näherungsweise proportional H, wobei

$$\int_0^{B_1} H \cdot \mathrm{d}B \approx \frac{1}{2} \cdot H_1 \cdot B_1$$

Damit gilt für den allgemeinen Fall eines beliebig inhomogenen Magnetfeldes

$$W_m \approx \frac{1}{2} \oint_V H \cdot B \cdot dV$$

Für ein als homogen anzusehendes Feld gilt:

$$W_m \approx \frac{1}{2} H \cdot B \cdot V$$

Dieselbe Beziehung gilt auch für einen Luftspalt, wenn mit W_m der Arbeitsinhalt W_{ms} des Luftspaltes gemeint ist, und sich H, B sowie V nur auf den Luftspalt beziehen.

Setzt man den erreichten Wert Φ des Magnetfeldes für das Produkt aus Feldquerschnitt A und erreichter Felddichte B, so wird im homogenen Feld mit $V = A \cdot l$, worin l die Länge des Feldweges bedeutet,

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot \Phi \cdot H \cdot l \qquad \text{bzw. mit} \qquad H \cdot l = I \cdot w$$

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot \Phi \cdot I \cdot w$$

Für den Fall, daß die Spule einen mit Luftspalt versehenen magnetisierbaren Kern umschließt, konzentriert sich der Magnetfeld-Arbeitsinhalt im wesentlichen auf den Luftspalt, wenn auf diesen, wie das häufig zutrifft, der Hauptteil der magnetischen Spannung $(I \cdot w)$ entfällt.

Für planparallele Luftspalt-Begrenzungsflächen erhält man als Arbeitsinhalt im Luftspalt:

$$W_{ms} = \frac{1}{2} \cdot H \cdot B \cdot A_s \cdot l_s \qquad \text{oder, da in Luft} \qquad H = \frac{10^9}{4\pi} \cdot B$$

$$W_{ms} = \frac{10^9}{8\pi} \cdot A_s \cdot l_s \cdot B^2 = 0{,}4 \cdot 10^8 \cdot A_s \cdot l_s \cdot B^2$$

Zusammenhang zwischen Blindleistung und aufgespeicherter Arbeit

Wir betrachten eine Induktivität L, die von dem zeitlich sinusförmig verlaufenden Wechselstrom mit dem Effektivwert I und der Kreisfrequenz ω durchflossen wird. An der Induktivität herrscht dabei die Wechselspannung $U = I \cdot \omega \cdot L$ **(Bild 2)**.

Der Scheitelwert der in dem Magnetfeld der Induktivität steckenden Leistung tritt auf für den Zeitpunkt, in dem die Augenblickswerte u und i gleich den zugehörigen Effektivwerten U und I sind (vergl. die **Bilder 2** und **3**).

Der Scheitelwert der gespeicherten Arbeit wird jeweils erreicht, wenn der Wert der Leistung durch Null geht. Für sinusförmigen Verlauf ist der Mittelwert der Leistungshalbwelle **(Bild 4)**:

$$P_{mitt} = P \cdot \frac{2}{\pi} = I \cdot U \cdot \frac{2}{\pi}$$

Die Dauer einer Leistungshalbwelle beträgt ein Viertel einer Periode der Wechselspannung. Somit ergibt sich mit $T = 1/f$ der Scheitelwert der gespeicherten Arbeit zu

$$W_m = \frac{I \cdot U}{\omega} \qquad \text{weil} \qquad P \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{T}{4} = P \cdot \frac{T}{2\pi} = \frac{P}{\omega}$$

Mit $U = I \cdot \omega \cdot L$ läßt sich schreiben:

$$W_m = I^2 \cdot L$$

Man beachte hierzu: 1 Henry = 1 Vs/A und I hier Effektivwert. Mit dem Scheitelwert $\hat{I}$ gilt entsprechend den eingangs angegebenen Beziehungen:

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot \hat{I}^2 \cdot L$$

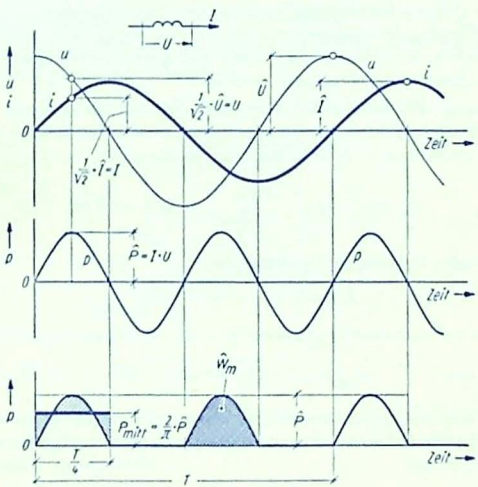


Bild 2

Bild 3

Bild 4

Die Leistung P_{mitt} gilt jeweils für ein Viertel einer Periode, nämlich für die Zeitspannen, in denen i und u gleiche Zahlenwert-Vorzeichen haben. In den hiermit abwechselnden Vierteln der Periode ist P_{mitt} negativ, da dann u und i entgegengesetzte Zahlenwert-Vorzeichen aufweisen. Über eine Periode ist diese Leistung somit Null. Dennoch verwendet man P_{mitt} als Rechengröße und nennt sie Blindleistung P_b. Für eine gegenseitige Phasenverschiebung des Stromes I und der Spannung U um den Winkel $\pi/2$ (Bild 2) rechnet man demgemäß:

$$P_b = U \cdot I$$

Zahlenwerte

In 1 cm^3 des Spaltvolumens sind bei $B = 10^{-4}$ Vs/cm^2 (= 10 Kilogauß) 0,4 Ws gespeichert.

Bei dieser Felddichte enthält 1 cm^3 Dynamoblech größenordnungsmäßig $100 \cdot 10^{-6}$ Ws und 1 kg Dynamoblech somit rund $12 \cdot 10^{-3}$ Ws

Mit Ferriten ergeben sich geringere Arbeitsinhalte je cm^3. Das hat seinen Grund vor allem darin, daß man die Felddichte in ihnen nicht sehr hoch treiben darf, falls die Ummagnetisierungsverluste klein gehalten werden müssen. Mit z. B. $B = 0{,}5 \cdot 10^{-5}$ Vs/cm^2 = 500 Gauß ergibt sich in 1 cm^3 Luftspalt 10^{-3} Ws und bei $H \approx 0{,}45$ A cm (zu 500 Gauß) je Kilogramm Ferrit mit einem spezifischen Gewicht von etwa 4,4 rund $0{,}25 \cdot 10^{-3}$ Ws

Zahlenbeispiel

Es handle sich um einen Ausgangstransformator eines 30-kHz-Sinusgenerators mit Ferritschalenkern. Der Ausgangstransformator sei für eine abgegebene Leistung von 2 W bemessen. Gewählt wird ein Kern mit einem wirksamen Luftspaltquerschnitt A_s von 2,3 cm^2. Die Luftspaltlänge soll ermittelt werden.

Im Interesse eines zeitlichen reinen Sinusverlaufes soll der Transformator in Resonanz bei geringer Dämpfung betrieben werden. Das bedeutet beispielsweise: Blindleistung = 10 mal Wirkleistung, d. h. $P_b = 20$ VA bzw. Var. Dazu gilt:

$$W_m = \frac{P_b}{\omega} = \frac{20 \text{ VA}}{2\pi \cdot 30000\ s^{-1}} = 106 \cdot 10^{-6} \text{ Ws}$$

Hinreichend kleine Hystereseverluste verlangen

$$B \leqq 500 \text{ G} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/cm}^2$$

Mit $5 \cdot 10^{-6}$ Vs/cm^2 ergibt sich für die je cm^3 im Luftspalt maximal zu speichernde Arbeit:

für $A_s \cdot l_s = 1$ $\qquad W_{ms} = 0{,}4 \cdot 10^8 \cdot B^2 = 0{,}4 \cdot 10^8 \cdot 5^2 \cdot 10^{-12} = 10^{-3}$ Ws

Das Volumen des wirksamen Luftspaltes, bei dem in A_s ein Zuschlag für den Luftspaltrand und in l_s der magnetische Widerstand des Ferritkernes (auf A_s bezogen) mit eingerechnet sind, beträgt

$$A_s \cdot l_s = \frac{106 \cdot 10^{-6} \text{ Ws}}{10^{-3} \text{ Ws/cm}^3} = 0{,}106 \text{ cm}^3$$

Zu $A_s = 2{,}3$ cm^2 gehört demgemäß

$$l_s = \frac{0{,}106 \text{ cm}^3}{2{,}3 \text{ cm}^2} = 0{,}046 \text{ cm}$$

Der tatsächliche Luftspalt muß um den Einfluß des magnetischen Widerstandes des Ferritkörpers reduziert werden. Der Abgleich erfolgt zweckmäßigerweise über die

Spulenkonstante A_L. Sie beträgt zu dem Luftspaltquerschnitt 2,3 cm² und zu der berechneten Luftspaltlänge von 0,046 cm

$$A_L = \frac{4\pi \cdot A_s}{l_s} = \frac{4\pi \cdot 2{,}3\ \text{cm}^2}{0{,}046\ \text{cm}} = \frac{\text{nH}}{\text{cm}\ w^2} = 628\ \text{nH}/w^2$$

Man ändert die Luftspaltlänge so lange, bis

$$L = w^2 \cdot A_L = 628 \cdot w^2\ \text{nH} \qquad \text{wird.}$$

Anziehungskraft

Die mechanische Anziehungskraft zweier planparalleler Polflächen errechnet man, indem man die Änderung des Arbeitsinhalts im Luftspalt beim Ändern des Polabstandes ansetzt:

$$\mathrm{d}W_m = \frac{10^9}{8\pi} \cdot A_s \cdot \mathrm{d}l_s \cdot B^2$$

Dabei ist konstant gehaltener Wert von B vorausgesetzt.

Mit den oben genannten Einheiten erhält man zunächst $\mathrm{d}W_m$ in Ws. Für das Umrechnen in mechanische Einheiten gilt bekanntlich

981 Ws = 100 kpm oder 1 Ws = 10,2 kpcm

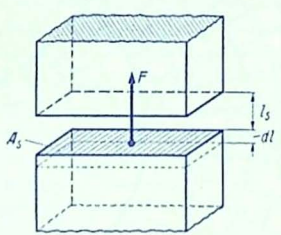


Bild 5

Die Änderung des Arbeitsinhaltes des Magnetfeldes ist die Arbeit, die beim Bewegen der Polfläche (Bild 5) auf einem Weg von der Länge $\mathrm{d}l_s$ gegen die magnetische Anziehungskraft F geleistet werden muß:

$$10{,}2 \cdot \mathrm{d}W_m = F \cdot \mathrm{d}l_s$$

Damit wird in kp:

$$F = 10{,}2\ \frac{10^9}{8\pi} \cdot A_s \cdot B^2 = 0{,}406 \cdot 10^9 \cdot A_s \cdot B^2$$

Für $B = 10^{-4}$ Vs/cm² = 10 kGauß erhält man die spezifische (auf 1 cm² bezogene) Zugkraft

$$\frac{F}{A} = 4{,}06\ \text{kp/cm}^2$$

Smith-Diagramm

Das Smith-Diagramm

Dieses Diagramm (**Bild 1**) ist ein von einem Kreis umschlossenes Kreiskoordinatennetz, in dem sich, bezogen auf einen jeweils festzulegenden Wert, komplexe Widerstände und komplexe Leitwerte ohne Beschränkung der Zahlenwerte darstellen lassen. Das geschieht hier zunächst auf Grund der reellen und imaginären Anteile. Dazu teilt man jeden Betrag eines solchen Anteils durch den Betrag eines angenommenen Bezugswiderstandes bzw. Bezugsleitwertes. So ergibt sich z. B. für Übereinstimmung mit dem Bezugswert die Zahl 1.

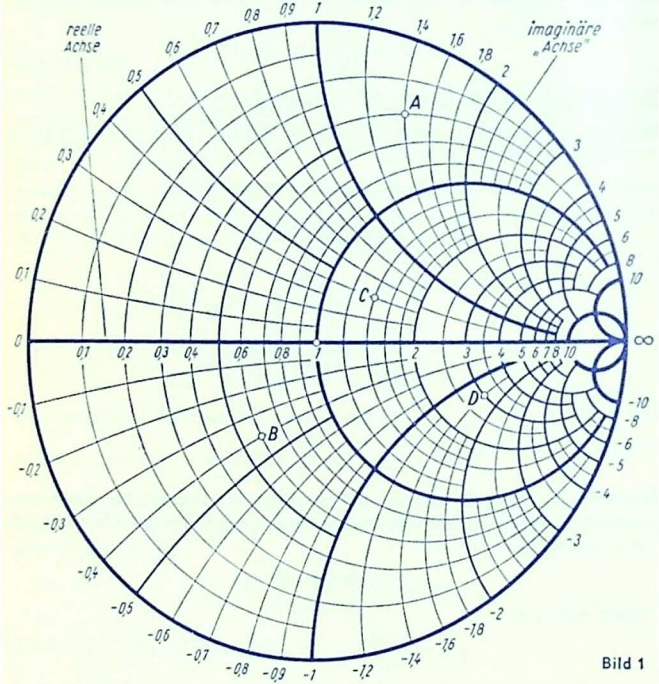


Bild 1

Das Smith-Diagramm ist für viele Fälle deshalb besonders günstig, weil in der von seinem Außenkreis umschlossenen Fläche mit Ausnahme der negativen Wirkwiderstände und Wirkleitwerte alle Widerstandswerte und Leitwerte von den kleinsten bis zu den höchsten Beträgen wenigstens im Prinzip darstellbar sind.

Der Bezugswiderstand (R_0) wird beispielsweise gleich dem Wellenwiderstand einer Leitung oder gleich dem Sollwert des Strahlungswiderstandes einer Antenne gewählt. Drückt man den komplexen Widerstand Z durch seine in Reihe liegenden Komponenten R und jX aus:

$$Z = R + jX,$$

so können in dem Diagramm alle Werte von $R : R_0$ zwischen 0 und ∞ sowie alle Werte von $X : R_0$ zwischen $-\infty$ und $+\infty$ eingetragen werden. Entsprechendes gilt für die Komponenten G und jg des komplexen Leitwertes Y, wobei sowohl G wie g auf G_0 bezogen werden.

Die Genauigkeit des Darstellens und Ablesens sinkt mit wachsender Abweichung des komplexen Widerstandes Z von R_0 und ebenso mit der Abweichung des komplexen Leitwertes Y von G_0.

Die Gaußsche Zahlenebene

Die Gaußsche Zahlenebene dient ebenfalls zum Darstellen komplexer Größen durch ihre reellen und imaginären Anteile. Dazu wird ein rechtwinkliges Koordinaten-

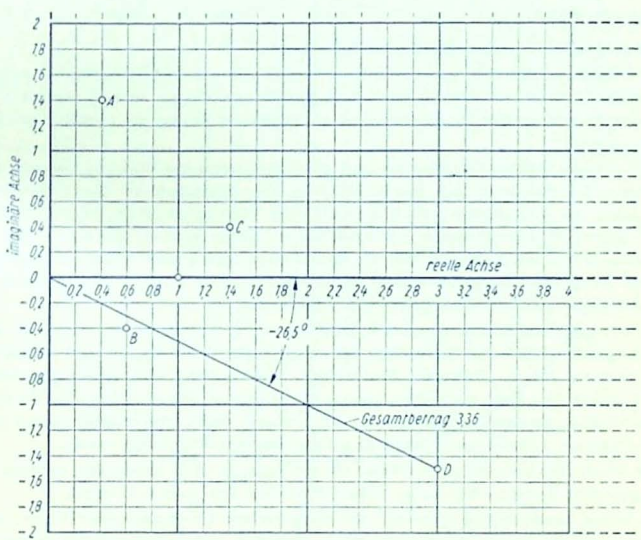


Bild 2

netz benutzt. Wenn man auch hier von negativen Wirkwiderständen und negativen Wirkleitwerten absieht, ist dieses Koordinatennetz auf der linken Seite durch die dem Wirkwiderstand Null zugeordnete Senkrechte begrenzt. Nach allen andern Richtungen dehnt sich die Gaußsche Zahlenebene mit ihrem Koordinatennetz im Prinzip unbegrenzt aus (**Bild 2**). Der senkrechten Grenzlinie entspricht im Smith-Diagramm dessen Grenzkreis.

Die beiden Achsen des zur Gaußschen Zahlenebene gehörenden rechtwinkligen Koordinatennetzes haben lineare Teilungen. Solche Teilungen sind nur für begrenzte Zahlenbereiche verwendbar.

Der wesentliche Vorteil der Gaußschen Zahlenebene ist darin zu sehen, daß sich in ihr außer dem reellen und dem imaginären Anteil einer dort dargestellten Größe auch deren Betrag und Phase unmittelbar ablesen lassen: Der Betrag erscheint als Entfernung vom Nullpunkt, die Phase als Winkel gegen die reelle Achse.

Gegenüberstellung beider Darstellungsweisen

In die Bilder 1 und 2 sind vier Punkte eingetragen. Jedem davon entspricht ein reeller und ein imaginärer Anteil. Bild 2 enthält zu Punkt D auch Betrag und Phase der Gesamtgröße. Die zu den vier Punkten zugeordneten Anteile sind:

Punkt	A	B	C	D
reeller Anteil	0,4	0,6	1,4	3
imaginärer Anteil	1,4	—0,4	0,4	—1,5

Aufbau des Liniennetzes des Smith-Diagramms

Das Liniennetz (Bild 1) ist von einem Kreis umschlossen. Es besteht durchweg aus sich rechtwinklig überkreuzenden Kreisen bzw. Kreisbogen. Hierzu rechnet nämlich auch die waagerechte gerade Durchmesserlinie als Stück eines Kreises mit unendlich großem Halbmesser.

An dem waagerechten Durchmesser sind die Zahlenwerte der Wirkkomponenten eingetragen. Der Nullpunkt liegt, wie üblich, links. Zum Mittelpunkt der Durchmesserlinie und damit des Außenkreises gehört die Zahl 1 des Verhältnisses $R : R_0$ bzw. $G : G_0$. Die am waagerechten Durchmesser stehenden Zahlen gelten nicht nur für die Punkte der Geraden 0 ... ∞ selbst, sondern auch für die den Durchmesser senkrecht überkreuzenden Kreise. So ist jedem Punkt des Kreises, der durch die Punkte 1 und ∞ des waagerechten Durchmessers geht, die Wirkkomponente 1 zugeordnet.

Die Teilung für die Blindkomponenten findet sich auf dem Umfang des Kreises, der das Liniennetz einschließt. Am linken Ende des waagerechten Durchmessers steht die Zahl 0. Das bedeutet, daß zu sämtlichen Punkten des waagerechten Durchmessers kein Blindanteil gehört. Von 0 aus nach oben, also im Uhrzeigersinn, sind die Zahlen für die positiven Blindkomponenten eingetragen. Von 0 aus nach unten, also entgegengesetzt dem Uhrzeigersinn, finden sich die Angaben für die negativen Blindkomponenten.

Jeder dieser Zahlenwerte gilt nicht nur für den Punkt auf dem Außenkreis, sondern für den gesamten Kreisbogen zwischen diesem Punkt und dem ∞-Punkt (rechts).

Die Kreise, deren Mittelpunkte auf der waagerechten Durchmesserlinie liegen, sind **Ortskurven** zu jeweils konstantem Wirkwiderstand und in Reihe damit liegendem beliebigem Blindwiderstand bzw. zu konstantem Wirkleitwert und dazu parallel liegendem beliebigem Blindleitwert.

Die Kreisbogen, die die waagerechte Durchmesserlinie im ∞-Punkt berühren, sind **Ortskurven** zu jeweils konstantem Blindwiderstand und in Reihe damit liegendem beliebigem Wirkwiderstand bzw. zu konstantem Blindleitwert und dazu parallel liegendem beliebigem Blindleitwert.

Betrag und Phase im Smith-Diagramm

Im Smith-Diagramm sind die komplexen Widerstände und Leitwerte durch die Lage der sie darstellenden Punkte in dem Liniennetz bestimmt. An dem Liniennetz lassen sich reelle und imaginäre Anteile ablesen. Demgemäß muß zu jedem Punkt innerhalb des Smith-Diagrammes jeweils ein bestimmter Betrag und eine bestimmte Phase gehören.

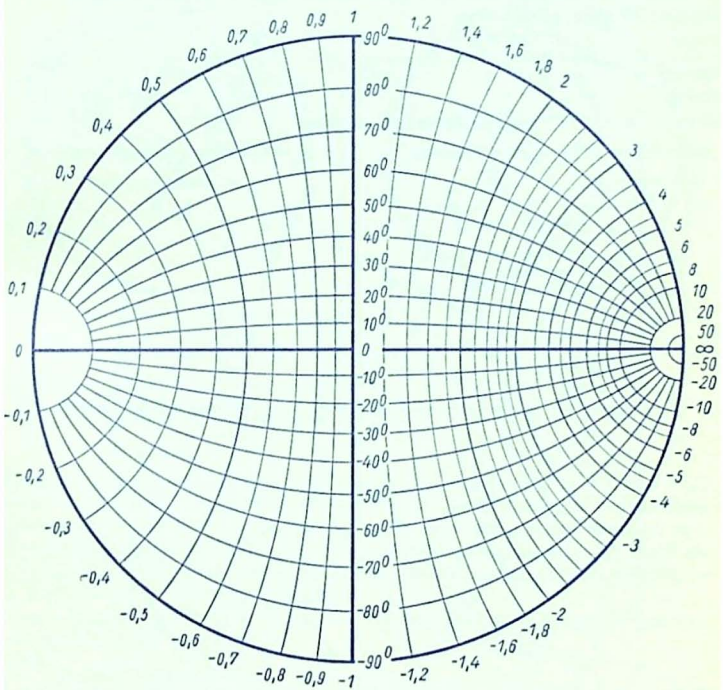


Bild 3

Da sich im Smith-Diagramm weder Betrag noch Phase unmittelbar ablesen lassen, hat man dieses Diagramm durch ein zweites Diagramm **(Bild 3)** ergänzt.

Zum Ablesen von Betrag und Phase zu einem Punkt des ursprünglichen Smith-Diagramms (Bild 1) überträgt man diesen Punkt in das Ergänzungsdiagramm (Bild 3). Das kann bei gleicher Größe beider Diagramme mit Hilfe zweier Kreisbögen geschehen. Die Einsatzpunkte des Zirkels zum Schlagen der Kreisbögen müssen einander in den beiden Diagrammen entsprechen. Im übrigen sind sie beliebig wählbar. Es empfiehlt sich jedoch

der Einheitlichkeit halber, als Einsatzpunkte entweder die Punkte 0 und ∞ bzw. die Punkte zur Ziffer 1 auf dem Begrenzungskreis zu verwenden.

Noch bequemer ist es, wenn man das Betrag-Phasen-Diagramm durchsichtig in gleicher Größe wie das Smith-Diagramm zur Verfügung hat. Man braucht dann nur das durchsichtige Diagramm mit dem andern Diagramm zur Deckung zu bringen.

In das Bild 3 lassen sich die Punkte A ...D aus den Bildern 1 und 2 übertragen, womit folgende Werte abzulesen sind:

Punkt	A	B	C	D
Betrag	1,74	0,72	1,47	3,35
Phase	74°	—34°	15°	—27°

Hiervon ist in Bild 3 nur der Punkt D eingetragen.

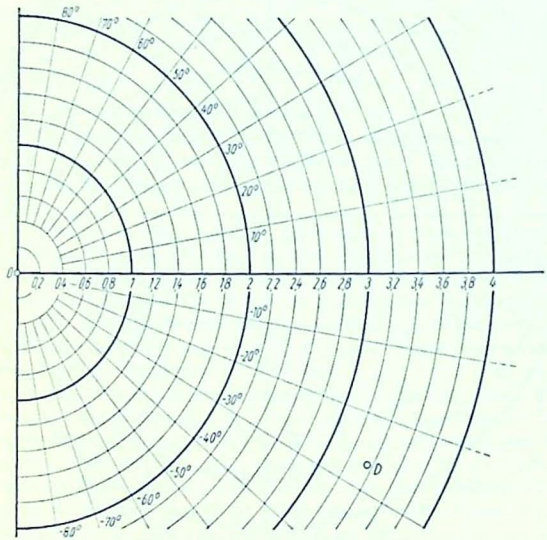


Bild 4

Bild 4 zeigt als Gegenstück zu Bild 3 das Koordinatennetz, an dem sich in der Gaußschen Zahlenebene Betrag und Phase ebenso wie in Bild 3 ohne Zuhilfenahme eines Maßstabes und eines Winkelmessers ablesen lassen.

Widerstands-Reihenschaltung

Jeder Punkt des Diagramms bedeutet einen im allgemeinen komplexen Widerstand. An einem eingetragenen Punkt lassen sich die Reihenschaltungskomponenten (z. B. Punkt A in Bild 2) ablesen. Soll ein Widerstand als Punkt in das Diagramm eingetragen werden, so muß man Wirk- und Blindanteil dieses Widerstandes kennen und die Werte beider durch R_0 teilen.

Ist zu dem durch einen Punkt des Diagramms festgelegten Widerstand ein zweiter Widerstand zu addieren, so setzt das die Kenntnis der beiden Komponenten dieses Widerstandes voraus. Einen Blindwiderstand oder eine Blindkomponente addiert man, indem man von dem ursprünglichen Widerstandspunkt auf dem zu ihm gehörenden Wirkwiderstandskreis um den Blindwert gemäß der Teilung am Außenkreis weitergeht.

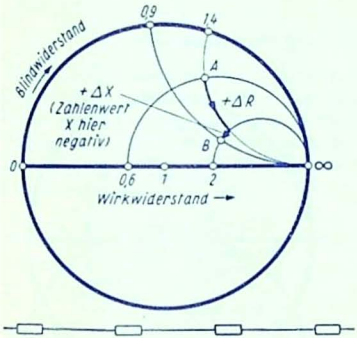


Bild 5

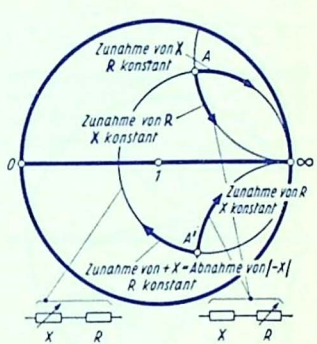


Bild 6

$$\frac{R_A}{R_0} = 0{,}6 \qquad \frac{X_A}{R_0} = 1{,}4 \qquad \frac{\Delta R}{R_0} = 1{,}4 \qquad \frac{\Delta X}{R_0} = -0{,}5$$

$$\frac{R_B}{R_0} = (0{,}6+1{,}4) = 2 \qquad \frac{X_B}{R_0} = (1{,}4-0{,}5) = 0{,}9$$

Beispiel: Zu einem komplexen Widerstand A mit $R_A/R_0 = 0{,}6$ und $X/R_0 = 1{,}4$ (Punkt A) soll ein weiterer komplexer Widerstand mit $\Delta R/R_0 = 1{,}4$ und $\Delta X/R_0 = -0{,}5$ in Reihe geschaltet werden. In **Bild 5** ist das Zufügen der Komponenten, wie das stets geschieht, getrennt vorgenommen (erst ΔR auf Kreisbogen zu konstantem X, dann ΔX auf Kreis zu konstantem R). Der Punkt B bedeutet: $R_B/R_0 = 2$ und $X_B/R_0 = 0{,}9$. Die Reihenfolge des Zufügens der Komponenten ist beliebig.
Bild 6 veranschaulicht für zwei Punkte die zur Reihenschaltung zu benutzenden Kreise bzw. Kreisbögen (dicke Striche).

Widerstands-Parallelschaltung

Auch das Parallelschalten eines Wirk- oder Blindwiderstandes zu irgendeinem gegebenen Widerstand entspricht im Smithdiagramm dem Verschieben des ursprünglichen Widerstandspunktes auf einem Kreisbogen.
Jeder für das Parallelschalten eines **Wirkwiderstandes** in Frage kommende Kreisbogen ist einerseits durch den ursprünglichen Widerstandspunkt (z. B. Punkt A in **Bild 7**) und anderseits dadurch bestimmt daß er die waagerechte Durchmesserlinie im Punkt 0 berührt. Der Mittelpunkt eines jeden solchen Kreisbogens liegt auf der Senkrechten zum waagerechten Durchmesser durch den Punkt 0 und gleichzeitig auf der Mittelsenkrechten der Strecke $0A$.

Jeder für das Parallelschalten eines **Blindwiderstandes** geltende Kreisbogen geht sowohl durch den ursprünglichen Widerstandspunkt wie auch durch den Punkt 0 und hat seinen Mittelpunkt auf der waagerechten Durchmesserlinie (**Bild 8**).

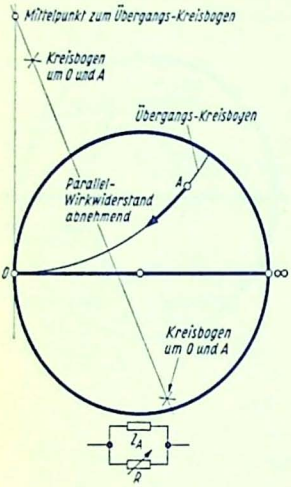


Bild 7

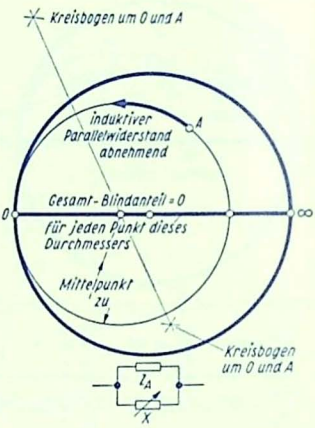


Bild 8

Umwandeln zwischen Reihen- und Parallelschaltung

Die Hintereinanderschaltung eines Wirk- und eines Blindzweiges läßt sich in eine bezüglich Wert und Phasenwinkel gleiche Nebeneinanderschaltung eines Wirk- und Blindzweiges umrechnen. Natürlich ist auch die entgegengesetzte Umrechnungsmöglichkeit gegeben.

Solche Umrechnungen kann man vermeiden, wenn man das Smith-Diagramm zu Hilfe nimmt. **Bild 9** gibt hierfür ein Beispiel: Die Punkte A und A' entsprechen sich: Sie liegen beide auf demselben Durchmesser und sind gleich weit von dem System-Mittelpunkt 1 entfernt.

Wenn die zu A gehörenden beiden Werte Blind- und Wirkwiderstand der Reihenschaltung bedeuten, legt A' die Werte des Wirk- und Blindleitwertes der gleichwertigen Nebeneinanderschaltung fest – und umgekehrt. Im unteren Teil von Bild 9 ist die eine dieser Beziehungen eingetragen (Punkt A Widerstand, Punkt A' Leitwert). Die andere (Punkt A' Widerstand, Punkt A Leitwert) lautet:

$$\frac{R_{A'}}{R_0} \approx 0{,}26 \qquad \frac{X_{A'}}{R_0} \approx -0{,}6 \qquad \frac{G_A}{G_0} = 0{,}6 \qquad \frac{B_A}{G_0} = 1{,}4 \qquad G_0 = \frac{1}{R_0}$$

Anwendungsbeispiel

Gegeben sei die Hintereinanderschaltung aus 48 Ω Wirkwiderstand und 5,54 pF Kapazität. Diese Schaltung soll durch eine Induktivität und eine Kapazität so ergänzt werden, daß sich zu 200 MHz ein Gesamtwiderstand ohne Blindkomponente mit einem Wert von 240 Ω ergibt. Zu 5,54 pF und 200 MHz gehört:

$$|X_C| = \frac{1}{6{,}28 \cdot 200 \cdot 10^6 \cdot 5{,}54 \cdot 10^{-12}} = \frac{10^4}{6{,}28 \cdot 2 \cdot 5{,}54} \approx 144\ \Omega$$

Bezogen auf 240 Ω ergibt sich für den Wirkwiderstand 48 : 240 = 0,2 und für den kapazitiven Blindwiderstand −144 : 240 = −0,6. Dazu gehört in **Bild 10** der Punkt A. Da die beiden Komponenten des Widerstandes zu Punkt A auf 240 Ω bezogen wurden, bedeutet im Diagramm der Punkt 1 den Widerstand $R_0 = 240\ \Omega$. Nun besteht die Aufgabe, durch Parallelschalten von L_p und Vorschalten von C_v auf Punkt 1 zu kommen. Das muß in zwei Schritten geschehen.

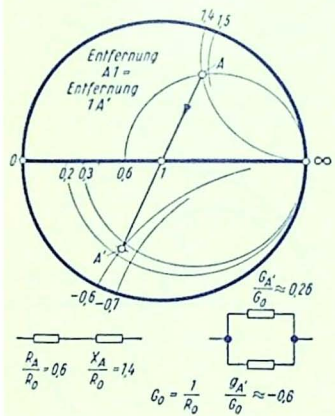


Bild 9

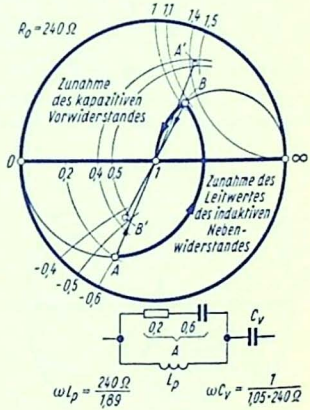


Bild 10

Der erste Schritt besteht im Parallelschalten eines Blindwiderstandes zu dem durch A festgelegten Widerstand. Dazu gehört der durch A und Punkt 0 festgelegte Kreis, der seinen Mittelpunkt auf der waagerechten Durchmesserlinie hat (siehe Bild 8). Da es sich hierbei um eine Induktivität (L_p), also um einen positiven Blindwiderstand handelt, verschiebt sich der Punkt auf dem Kreis für abnehmenden Wert dieses nebengeschalteten Blindwiderstandes, bzw. für zunehmenden Leitwert, entgegen dem Uhrzeigersinn. Dieser Kreis wird hier ausgenutzt bis zu dem Kreis, der zum Wirkwiderstand 1 (nämlich 240 Ω) gehört, also bis Punkt B.

Durch L_p mit dem Wert, der zum Punkt B gehört, ist der Wirkwiderstand 0,2 auf den Wert 1 transformiert. Punkt B bedeutet also die Reihenschaltung aus dem Wirkanteil 1

(d. h. 240 Ω) und einem positiven Blindanteil. Der positive Blindanteil wird ausgeglichen durch Vorschalten eines kapazitiven Widerstandes von gleichem Betrag. Dem entspricht der Kreisbogen von B nach 1.

Nun sind die Werte von L_p und C_v zu ermitteln. Für L_p müssen die Blindleitwerte zu A und B bestimmt werden. Man verlängert zu diesem Zweck die Strecke von A bis 1 über 1 hinaus um dieselbe Strecke. So gewinnt man Punkt A'. Entsprechendes macht man mit Punkt B und erhält so B'. Für diese Punkte A' und B' liest man folgende Blindanteile ab:

zu Punkt A' $+ 1{,}44$
zu Punkt B' $- 0{,}45$

Den parallel zu schaltenden induktiven Leitwert erhält man, indem man von dem Blindleitwert zu B' den Blindleitwert zu A' abzieht; also mit $- 0{,}45 - 1{,}44 = - 1{,}89$. Hierzu gehört

$$1{,}89 = \frac{|1/\omega L|}{G_0} \text{ oder mit } G_0 = \frac{1}{240\ \Omega}:$$

$$\omega L = \frac{240\ \Omega}{1{,}89} = 127\ \Omega$$

Daraus wird mit 200 MHz oder $\omega = 1{,}25 \cdot 10^9$: $L \approx 104$ nH

Nun wird C_v bestimmt: Zu B gehört eine Blindkomponente von etwa $1{,}05 \cdot 240\ \Omega = 252\ \Omega$. Dem entspricht bei 200 MHz eine Kapazität von 5,54 pF · 144 : 252 = 5,54 pF · 0,6 : 1,05 ≈ 3,16 pF.

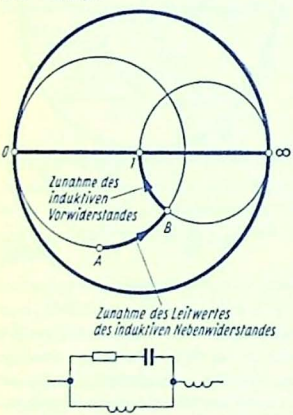


Bild 11

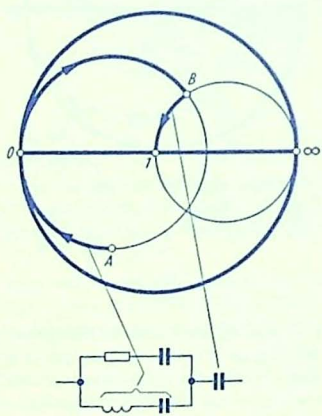


Bild 12

Diesem Zahlenbeispiel liegt ein Fall aus der Praxis zugrunde: Ein Dipol muß verkürzt ausgeführt werden. Folglich hat er für die Betriebsfrequenz von 200 MHz eine Impedanz mit kapazitivem Anteil (48 Ω Wirkwiderstand in Reihe mit einer Kapazität von 5,54 pF). Diese Impedanz ist für die Betriebsfrequenz von 200 MHz an einen Wellenwiderstand,

also an einen Wirkwiderstand von 240 Ω durch Transformation mit Parallelinduktivität und Serienkapazität anzupassen. Dazu gehört die in Bild 10 veranschaulichte Lösung. Von dem Punkt A des Diagramms kann man auf den Punkt 1 auch auf anderen Wegen gelangen, falls die Forderung nach Parallelinduktivität und Serienkapazität aufgegeben wird: Mit einer anderen (größeren) Parallelinduktivität und einer Serieninduktivität (statt der Serienkapazität) durchläuft man gegen Bild 10 ein kürzeres Stück des durch A gehenden Kreises und ein gleichlanges Stück des durch 1 gehenden Kreises (dieses aber in entgegengesetztem Umlaufsinn) (**Bild 11**). Nun läßt sich sowohl eine Induktivität wie auch eine Kapazität für eine bestimmte Frequenz durch eine Kombination einer Induktivität und einer Kapazität in Serien- wie in Parallelschaltung darstellen. Kann davon Gebrauch gemacht werden, so eröffnen sich weitere Möglichkeiten, von denen eine durch **Bild 12** veranschaulicht wird.

Zweites Anwendungsbeispiel mit Hilfskreis gemäß Bild 13

Der in **Bild 13** eingetragene Kreis bedeutet beliebige, dem Widerstand R_0 (Wirkwiderstandspunkt 1) parallel liegende Blindwiderstände (vgl. Bild 8). Man verwendet ihn wenn es sich um ein Problem handelt, für das dem Widerstand R_0 ein Blindwiderstand parallel liegt oder parallel geschaltet werden soll.

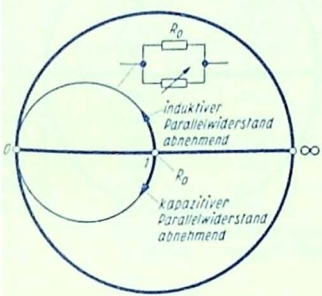


Bild 13

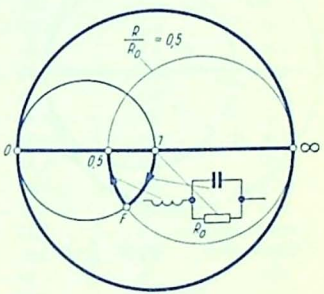


Bild 14

Beispiel: Der Widerstand R_0 sei auf den 0,5fachen Wert durch Nebenschalten einer Kapazität und Vorschalten einer Induktivität gemäß **Bild 14** zu transformieren. Nebenschalten einer Kapazität bedeutet Verschieben des Diagrammpunktes von 1 aus auf dem Hilfskreis im Uhrzeigersinn. Durch dieses Verschieben wird der Kreis zu $\frac{R}{R_0} = 0{,}5$ erreicht (Punkt F). Von Punkt F aus wird der auf der waagerechten Durchmesserlinie liegende Punkt des zu erzielenden Wirkwiderstandes von 0,5 R_0 durch Vorschalten der Induktivität gewonnen.

Konstruieren des Liniennetzes

Als Grundlage für den Entwurf des Liniennetzes hat man den Radius r des Außenkreises. Da die Kreise konstanten (Reihen-)Wirkwiderstandes ihre Mittelpunkte auf der waage-

rechten Durchmesserlinie, und die Kreisbogen konstanten (Reihen-)Blindwiderstandes ihre Mittelpunkte auf der Senkrechten im ∞-Punkt haben, braucht man zur Konstruktion lediglich die Halbmesser der Kreise bzw. Kreisbogen zu kennen. Hierfür gilt mit

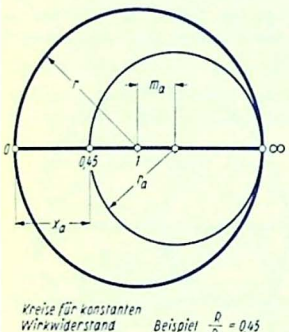
a Widerstandsverhältnis $\frac{R}{R_0}$ und $\frac{X}{R_0}$

r_a bzw. r_b zu a gehörender Halbmesser

r Halbmesser des Außenkreises:

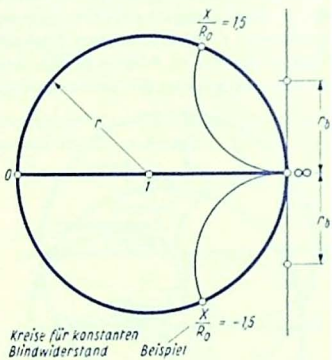
für $a = \frac{R}{R_0}$: $\quad 100 \cdot \frac{r_b}{r} = \frac{100}{1 + a}$ (Bild 15)

für $a = \frac{X}{R_0}$: $\quad 100 \cdot \frac{r_a}{r} = \frac{100}{a}$ (Bild 16)



Kreise für konstanten Wirkwiderstand Beispiel $\frac{R}{R_0} = 0{,}45$

Bild 15



Kreise für konstanten Blindwiderstand Beispiel

Bild 16

Die folgende Tabelle enthält die ausgerechneten Werte und zusätzlich die Werte für $100 \frac{z_a}{r}$ sowie für $100 \frac{m_a}{r}$ zu **Bild 15**. Zu **Bild 16** erübrigen sich weitere Werte.

$\frac{R}{R_0}$	$100 \cdot \frac{z_a}{r}$	$100 \cdot \frac{r_a}{r}$	$100 \cdot \frac{m_a}{r}$	$\frac{X}{R_0}$	$100 \cdot \frac{r_a}{r}$
0	0	100	0	0	∞
0,05	9,5	95,3	4,76	0,05	2000
0,1	18	91	9,08	0,1	1000
0,15	25,3	87,1	13,03	0,15	667
0,2	33,3	83,4	16,67	0,2	500

$\frac{R}{R_0}$	$100 \cdot \frac{x_a}{r}$	$100 \cdot \frac{r_a}{r}$	$100 \cdot \frac{m_a}{r}$	$\frac{X}{R_0}$	$100 \cdot \frac{r_a}{r}$
0,25	40	80	20	0,25	400
0,3	46,1	77	23,1	0,3	333
0,35	51,7	74,2	25,9	0,35	286
0,4	57,2	71,4	28,6	0,4	250
0,45	62	69,1	31	0,45	222
0,5	66,7	66,7	33,3	0,5	200
0,6	74,9	62,6	37,5	0,6	167
0,7	82,3	58,9	41,2	0,7	143
0,8	88,9	55,6	44,4	0,8	125
0,9	94,6	52,7	47,3	0,9	111
1	100	50	50	1	100
1,1	104,7	47,6	52,3	1,1	90,9
1,2	109	45,5	54,5	1,2	83,4
1,3	113	43,5	56,5	1,3	77
1,4	116,6	41,7	58,3	1,4	71,5
1,5	120	40	60	1,5	66,7
1,6	123	38,5	61,5	1,6	62,5
1,7	125,8	37,1	62,9	1,7	58,5
1,8	128,5	35,8	64,3	1,8	55,6
1,9	130,9	34,5	65,4	1,9	52,6
2	133,3	33,3	66,7	2	50
2,2	137,5	31,2	68,7	2,2	45,5
2,4	141,1	29,4	70,5	2,4	41,7
2,6	144,4	27,8	72,2	2,6	38,5
2,8	147,3	26,3	73,6	2,8	35,7
3	150	25	75	3	33,3
3,5	155,5	22,2	77,8	3,5	28,6
4	160	20	80	4	25
4,5	163,6	18,2	81,8	4,5	22,2
5	166,7	16,7	83,3	5	20
6	171,4	14,3	85,7	6	16,7
7	175	12,5	87,5	7	14,3
8	177,8	11,1	88,9	8	12,5
9	180	10	90	9	11,1
10	181,8	9,09	90,9	10	10
15	187,5	6,25	93,7	15	6,67
20	190,4	4,76	95,2	20	5
25	192,2	3,85	96,1	25	4
30	193,5	3,23	96,7	30	3,33
40	195,1	2,44	97,5	40	2,5
50	196	1,96	98	50	2

Darstellung zeitlich sinusförmig verlaufender Wechselgrößen

Vorbemerkung

Dieser Beitrag enthält die Grundlagen zum zeichnerischen sowie zum mathematischen Darstellen und Behandeln zeitlich sinusförmig verlaufender Wechselgrößen. Dabei wurde besonderer Wert auf die Definitionen der Begriffe gelegt. Das Endziel dieses Beitrages ist die komplexe Darstellung der Wechselstromleistung. Sie wird für Leistungsberechnungen im Zusammenhang mit Vierpolen benutzt.

Augenblickswerte als Funktion der Zeit aufgetragen

Bild 1 veranschaulicht den zeitlichen Verlauf des Augenblickswertes einer einwelligen, d. h. einer zeitlich sinusförmig verlaufenden Wechselgröße mit dem Scheitelwert $\hat{A}$

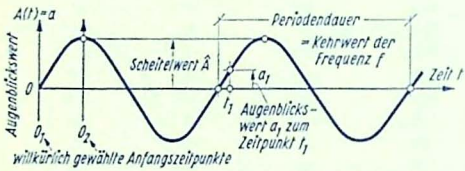


Bild 1

Der **Scheitelwert** ist der größte Augenblickswert. Bei Sinusverlauf haben positiver und negativer Scheitelwert gleiche Beträge.

Die Zeitspanne T, die zu einer **Periode** der Wechselgröße gehört, also die **Periodendauer** dieser Wechselgröße, ist die Zeit, nach der sich der Verlauf in jeweils gleicher Weise zu wiederholen beginnt. Die Zahl der Perioden je Sekunde ist die in Hertz ausgedrückte **Frequenz** der Wechselgröße

$$f = \frac{1}{T}$$

Im allgemeinen hat man es mit einer Vielzahl von Perioden einer Wechselgröße zu tun. Wenn sich der Anfangspunkt der Zeitzählung beliebig wählen läßt, legt man diesen Anfangspunkt der Einfachheit halber entweder auf den Nulldurchgang der Wechselgröße vom negativen zum positiven Wert oder auf den positiven Scheitelwert der Wechselgröße.

Augenblickswerte als Funktion des durchlaufenen Winkels aufgetragen

Der Augenblickswert einer zeitlich sinusförmig verlaufenden Wechselgröße folgt der Sinusfunktion. Er ist also gegeben als Produkt aus dem Scheitelwert der Wechselgröße (z. B. $\hat{A}$) und dem Sinus einer der Zeit t proportionalen Zahl:

$$\text{Augenblickswert zur Zeit } t = \hat{A} \cdot \sin \omega \cdot t$$

Darin bedeuten mathematisch $\omega \cdot t$ den in der Zeit t durchlaufenen Winkel und demgemäß ω eine Winkelgeschwindigkeit.

Nach Durchlauf eines vollen Winkels ($\omega \cdot t = 2 \cdot \pi$) beginnt die Wiederholung. Folglich gehört zur Periodendauer $t = T$ der durchlaufene Winkel

$$\omega \cdot t = \omega \cdot T = 2 \cdot \pi$$

Die **Winkelgeschwindigkeit** ω ist der je Sekunde durchlaufene Winkel, also mit T bzw. f:

$$\omega = \frac{2 \cdot \pi}{T} = 2 \cdot \pi \cdot f$$

Wegen dieses engen Zusammenhanges mit der Frequenz nennt man die Winkelgeschwindigkeit in bezug auf zeitlich sinusförmig verlaufende Wechselgrößen **Kreisfrequenz.**

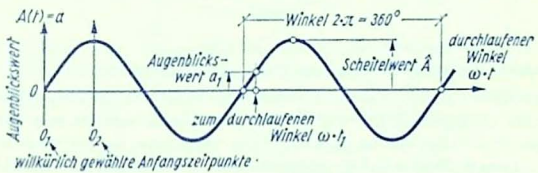


Bild 2

Bild 2 zeigt den durch Bild 1 veranschaulichten Zusammenhang in der Weise, daß die Frequenz durch die Kreisfrequenz ω, die Zeit durch den durchlaufenen Winkel $\omega \cdot t$ und die Periodendauer durch den Winkel $2 \cdot \pi$ dargestellt sind.

Sinus- und Cosinusverlauf

Bild 3 wiederholt das, was in Bild 2 veranschaulicht ist, für den Anfangs-Zeitpunkt 0_1. Dabei beginnt die Winkelzählung mit dem Nulldurchgang vom negativen zum positiven Wert. Man spricht hier von **Sinusverlauf,** weil der Augenblickswert a der Wechselgröße dem Sinus des Winkels $\omega \cdot t$ proportional ist.

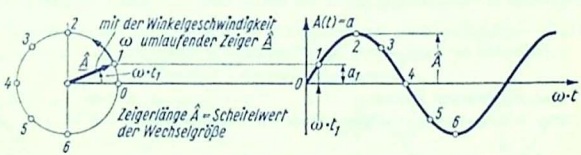


Bild 3

Legt man den Anfangszeitpunkt so, daß auf ihn der positive Scheitelwert der Wechselgröße trifft, so hat man damit den in **Bild 4** herausgezeichneten Fall des Anfangszeitpunktes 0_2 von Bild 2. Dies ist ein **Cosinusverlauf,** weil der Augenblickswert a der Wechselgröße dem Cosinus des Winkels $\omega \cdot t$ proportional ist.

Sinus- und Cosinusverlauf werden häufig nicht unterschieden. Beide Funktionen gehen nämlich durch ein Verschieben in Abszissenrichtung um ein Viertel einer Periode ineinander über. Die Bezeichnung „Cosinusverlauf" verwendet man im allgemeinen nur, wenn ausdrücklich darauf hingewiesen werden soll, daß der positive Scheitelwert der Wechselgröße auf den Anfangspunkt der Zeitzählung ($t = 0$) trifft.

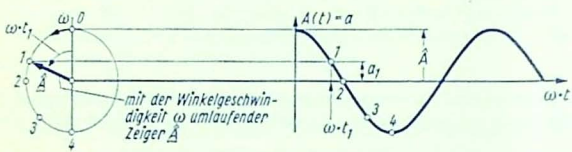


Bild 4

Kennzeichnen des Scheitelwertes und des Augenblickswertes

Zum besonderen Kennzeichnen des Scheitelwertes einer Wechselgröße (vorzugsweise einer solchen mit zeitlich sinusförmigem Verlauf) verwendet man ein über das Formelzeichen gestelltes ^. Das darübergestellte ^ kann weggelassen werden, wenn keine Verwechslung mit dem Effektivwert möglich ist oder wenn zwischen Effektiv- und Scheitelwert, wie z. B. in vielen prinzipiellen Betrachtungen, nicht unterschieden zu werden braucht.

In diesem Beitrag wird das darübergestellte ^ dort durchweg benutzt, wo es sich um das Formelzeichen eines Scheitelwertes handelt, also auch in Fällen, in denen man dieses Zeichen sonst weglassen würde.

Der **Effektivwert** (Wurzel aus dem arithmetischen Mittelwert der ins Quadrat erhobenen Augenblickswerte) einer Wechselgröße wird im allgemeinen nicht besonders gekennzeichnet. Der Effektivwert ist bei Sinusverlauf gleich dem $1/\sqrt{2}$ fachen $\approx$ 0,707fachen des Scheitelwertes. Das nutzt man aus, wenn es sich darum handelt, den Effektivwert deutlich kennzeichnen zu lassen: Man setzt dann z. B. Effektivwert $A = \hat{A}/\sqrt{2}$.

Zum Kennzeichnen des **Augenblickswertes** hat man folgende Möglichkeiten (beispielsweise angegeben für eine Wechselgröße mit dem Scheitelwert $\hat{A}$ bzw. mit dem Effektivwert A):

Kleinbuchstabe (nur, wenn Formelzeichen für Scheitel- bzw. Effektivwert ein Großbuchstabe): a
oder angehängter Index t: A_t
oder in Klammern angefügtes t (bedeutet: Funktion von t): $A\,(t)$

Phase und Phasenwinkel

Die **Phase** einer Wechselgröße $\hat{A} \cdot \sin \omega t$ bzw. $\hat{A} \cdot \cos \omega t$ ist für den Zeitpunkt t_1 allgemein gegeben durch ωt_1. Den Ausdruck ωt_1 nennt man auch **Argument** von $\sin \omega t_1$ bzw. $\cos \omega t_1$. Zur zahlenmäßigen Angabe der Phase zählt man dieses Argument, also den Winkel, bzw. die Zeit, meistens ab Nulldurchgang vom negativen zum positiven Wert oder, wenn es sich um die Cosinusfunktion handelt, ab positivem Scheitelwert.

Muß man für das Zählen des Winkels oder der Zeit einen anderen Anfangspunkt verwenden, so gilt für den Augenblickswert die Sinusfunktion:

$$a = A_t = A\,(t) = \hat{A} \cdot \sin\,(\omega t + \varphi) \qquad \textbf{(Bilder 5 und 6)}$$

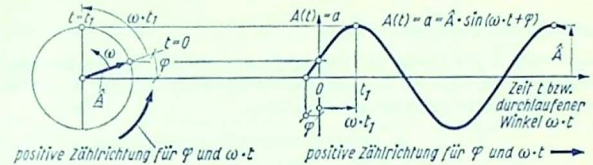


Bild 5

Der **Nullphasenwinkel** φ bezeichnet das Ausmaß der Verschiebung des Anfangszeitpunktes $t = 0$ bzw. $\omega \cdot t = 0$ gegen den Zeitpunkt des Nulldurchganges bzw. gegen den des Auftretens des positiven Scheitelwertes der Wechselgröße. Die für φ **positive Zählrichtung** stimmt mit der positiven Zählrichtung für $\omega \cdot t$ überein. Der Nullphasenwinkel ist:

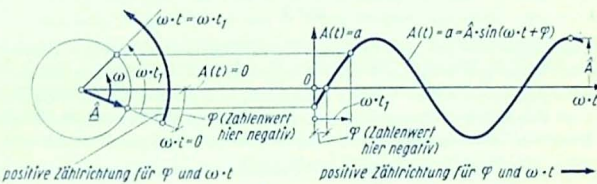


Bild 6

bei Sinusverlauf der Winkel **ab** dem Zeitpunkt des (vom negativen zum positiven Wert erfolgenden) Nulldurchganges, der dem Zeitpunkt $t = 0$ am nächsten liegt, **bis** zu diesem Zeitpunkt $t = 0$;

bei Cosinusverlauf der Winkel **ab** dem Zeitpunkt des positiven Scheitelwertes, der dem Zeitpunkt $t = 0$ am nächsten liegt, **bis** zu diesem Zeitpunkt $t = 0$.

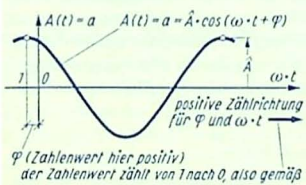


Bild 7

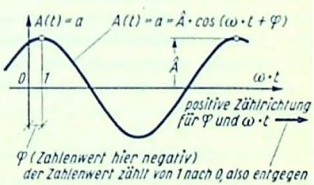


Bild 8

Trifft also der nächstgelegene Nulldurchgang bzw. positive Scheitelwert auf einen **vor** $t = 0$ liegenden Zeitpunkt, so ist der Nullphasenwinkel **positiv (Bild 5** bzw. **7)**.

Trifft der nächstgelegene Nulldurchgang bzw. positive Scheitelwert auf einen hinter $t = 0$ liegenden Zeitpunkt, so ist der Nullphasenwinkel negativ **(Bild 6** bzw. **8)**.

Darstellung durch umlaufende Zeiger

Aus den Bildern 3 und 4 folgt die Möglichkeit, eine zeitlich sinusförmig verlaufende Wechselgröße durch einen mit der konstanten Winkelgeschwindigkeit ω umlaufenden Zeiger gleichbleibender Länge zu veranschaulichen.

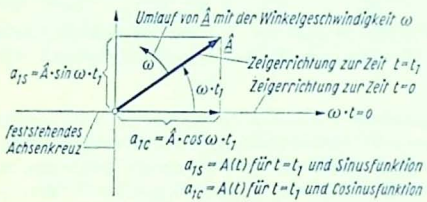


Bild 9

Ein solcher Zeiger stellt gemäß **Bild 9** nicht nur den Sinusverlauf, sondern ebenso auch den Cosinusverlauf dar. Wird der Winkel $\omega \cdot t$ entgegen dem Uhrzeigersinn von der nach rechts gehenden waagerechten Richtung aus gezählt, so ergibt sich für die Projektion des Zeigers auf eine senkrechte Gerade der Sinusverlauf gemäß Bild 3 und für die Projektion dieses Zeigers auf eine waagerechte Gerade der Cosinusverlauf gemäß Bild 4.

In Bild 9 rotiert der Zeiger, entgegen dem Uhrzeigersinn, also **im mathematisch positiven Sinn**

Darstellung durch feststehenden Zeiger mit umlaufender Zeitlinie

Statt eine Wechselgröße durch die Projektion eines (entgegen dem Uhrzeigersinn) mit ω umlaufenden Zeigers auf eine der zwei feststehenden Geraden **(Bild 9)** darzustellen, kann man dazu auch einen feststehenden Zeiger und im Uhrzeigersinn umlaufende Geraden verwenden: Die Geraden laufen also in entgegengesetzter Richtung, d. h. mit der Geschwindigkeit $-\omega$ um.

Von den beiden, senkrecht aufeinander stehenden, gemeinsam umlaufenden Geraden betrachtet man im allgemeinen nur die Gerade, auf die man projiziert. Diese nennt man dann **Zeitlinie. Bild 10** veranschaulicht einen Zeiger, der feststehen soll und die zu ihm gehörende rotierende Zeitlinie. Wie schon die Lage der Zeitlinie zum Zeitpunkt $t = 0$ erkennen läßt, liefert der dargestellte Fall den Cosinusverlauf. **Bild 11** betrifft den Sinusverlauf.

Darstellung durch feststehenden Zeiger ohne Zeitlinie

Es wurde gezeigt, daß sich zeitlich sinusförmig verlaufende Wechselgrößen durch feststehende Zeiger ausdrücken lassen, wozu eigentlich eine Zeitlinie gehört, die mit der

durch die Frequenz f der Wechselgrößen gegebenen Winkelgeschwindigkeit ω umläuft. Die Zeitlinie kann man weglassen, wenn man eine Vereinbarung über den Umlaufsinn trifft und die Umlaufgeschwindigkeit bzw. die Frequenz angibt. So behält man schließlich den feststehenden (ruhenden) Zeiger allein als Symbol der Wechselgröße übrig.

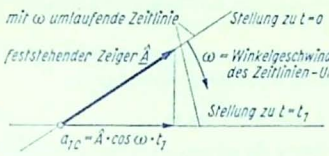


Bild 10

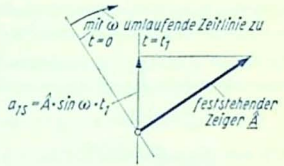


Bild 11

Die Zeigerlänge sollte eigentlich, wie in den vorhergehenden Bildern, dem Scheitelwert der Wechselgröße entsprechen. Meistens aber legt man ihr den Effektivwert zugrunde.

Würde es sich bei der Zeigerdarstellung um eine einzelne, allein vorkommende Wechselgröße handeln, so könnte man den diese Wechselgröße ausdrückenden Zeiger in beliebiger Richtung eintragen. Für eine einzelne Wechselgröße aber ist eine Zeigerdarstellung überflüssig. Es handelt sich also in einem **Zeigerdiagramm** wohl immer um wenigstens zwei gemeinsam dargestellte Zeiger. Die ihnen zugrunde liegenden Wechselgrößen haben bestimmte gegenseitige Phasenverschiebungen, die im Diagramm festgelegt werden müssen.

Dabei ist es oft notwendig, zunächst jedem Zeiger einen Nullphasenwinkel (z. B. φ in den Bildern 5...8) zuzuordnen. Beim Darstellen ruhender Zeiger ohne Zeitlinie tritt $\omega \cdot t$ nicht mehr in Erscheinung. Es bleibt also hier nur Nullphasenwinkel. In **Bild 12** ist dieser wieder mit φ bezeichnet.

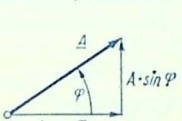
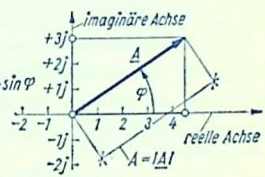


Bild 12



$\underline{A} = A\cos\varphi + A \cdot j \cdot \sin\varphi$

hier z. B.

$\underline{A} = 4{,}5 + j\,3$

Bild 13

Darstellung durch ruhende Zeiger in der Gaußschen Zahlenebene

Jeder Zeiger läßt sich in ein rechtwinkliges Koordinatensystem eintragen. Hier darf der Zeiger parallel zu sich selbst und auch in seiner eigenen Richtung verschoben werden. Man verschiebt ihn für grundsätzliche Betrachtungen meistens in die Stellung, für die sein Anfangspunkt mit dem Koordinaten-Nullpunkt zusammenfällt, wie das für die vorangehenden Bilder (z. B. für Bild 9) zutrifft. Damit ist der Zeiger, abgesehen vom Nullpunkt, nunmehr durch einen einzigen Punkt, die Lage seiner Spitze, festgelegt. Dieser Punkt wird durch seinen Ordinatenwert und seinen Abszissenwert bestimmt. Hierzu bietet

sich für Berechnungen die Gaußsche Zahlenebene und damit die komplexe Methode an
Der Gaußschen Zahlenebene liegt ein rechtwinkliges Koordinatensystem zugrunde, wobei der Teilung der waagerechten Achse reelle Zahlen und der Teilung der senkrechten Achse imaginäre Zahlen (**imaginäre Einheit** $j = \sqrt{-1}$) zugeordnet sind. Ein in die Gaußsche Zahlenebene eingetragener Zeiger läßt sich, angelehnt an Bild 12, in zwei Komponenten zerlegen (**Bild 13**).

Der Zeiger $\underline{A}$ wird so in die Gaußsche Zahlenebene eingetragen, daß er (gemäß Bild 13) gegen die reelle Achse um den Nullphasenwinkel φ gedreht ist. Mit Bild 13 gilt:

$$\underline{A} = A \cdot \cos\varphi + A \cdot j \cdot \sin\varphi = A \cdot (\cos\varphi + j \cdot \sin\varphi) \qquad (1)$$

$\underline{A}$ ist also eine **komplexe Größe**, d. h. eine Größe, die sich aus einem reellen und einem imaginären Anteil zusammensetzt. In (1) bedeuten:

$\underline{A}$ (oder $A\angle$ oder auch, wenn das genügt, nur A) Zeiger mit Richtung, demgemäß eine komplexe Größe. Bedeutet der Betrag von $\underline{A}$ bzw. der Betrag von A den Effektivwert, so nennt man $\underline{A}$ auch **„komplexen Effektivwert"** oder **Effektivwertzeiger.**

A (oder $|\underline{A}|$ oder $|A\angle|$ oder $|A|$) Betrag dieser Größe, dargestellt durch die Zeigerlänge (Effektivwert oder, vorzugsweise mit $\hat{}$, Scheitelwert)

$A \cdot \cos\varphi$ (Re $\underline{A}$ oder Re $(\underline{A})$ oder $\underline{A}_{Re}$ oder $\underline{A}'$ oder $\underline{A}^{\perp}$) **reelle Komponente** von $\underline{A}$ oder **Realteil** von $\underline{A}$

$A \cdot j \cdot \sin\varphi$ ($j \cdot$ Im $\underline{A}$ oder $j \cdot$ Im $(\underline{A})$ oder $j \cdot \underline{A}_{Im}$ oder $j \cdot \underline{A}''$ oder $j \cdot \underline{A}^{\perp}$) **imaginäre Komponente** von $\underline{A}$

$A \cdot \sin\varphi$ (Im $\underline{A}$ oder Im $(\underline{A})$ oder $\underline{A}_{Im}$ oder $\underline{A}''$ oder $\underline{A}^{\perp}$) **Imaginärteil** von $\underline{A}$, als Zahlenwert mit Vorzeichen der imaginären Komponente von $\underline{A}$

$|A \cdot \cos\varphi|$ ($|$Re $\underline{A}|$ oder $|$Re $(\underline{A})|$ oder $|\underline{A}_{Re}|$ oder $|\underline{A}'|$ oder $|\underline{A}^{\perp}|$) Betrag der reellen Komponente = Betrag des Realteiles von A.

$|A \cdot \sin\varphi|$ ($|$Im $\underline{A}|$ oder $|$Im $(\underline{A})|$ oder $|\underline{A}_{Im}|$ oder $|\underline{A}''|$ oder $|\underline{A}^{\perp}|$) Betrag der imaginären Komponente = Betrag des Imaginärteiles von $\underline{A}$.

Das Zeichen $^{\perp}$ kann als umgedrehtes T gelten und wird deshalb **„et"** genannt.

Das Zeichen $^{\perp}$ läßt sich als umgedrehtes π auffassen und heißt demgemäß **„ip"**.

Mit den hier angegebenen Formulierungen kann man Gleichung (1) beispielsweise auch so anschreiben:

$\underline{A}$	=	Re $\underline{A}$	+	$j \cdot$ Im $\underline{A}$
Zeiger		Realteil		Imaginärteil
komplexe Größe	=	reelle Komponente	+	imaginäre Komponente

Reell und imaginär, Wirk... und Blind...

Man hat zu beachten, daß die Bezeichnungen „reell" und „imaginär" sich hier al
auf die Gaußsche Zahlenebene gründen: Wenn ein Zeiger, der als Symbol für ei
Wechselstrom benutzt wird, diesbezüglich in einen Realteil und in einen Imaginä
aufgegliedert wird, so hat das nichts mit seiner Phasenverschiebung gegenüber der

einer zugehörigen Spannung zu tun. Das muß betont werden, weil z. B. in der Starkstromtechnik im allgemeinen der Realteil eines Stromes in Phase mit der Spannung liegt, die diesen Strom in dem betrachteten Stromzweig zur Folge hat. Man sollte deshalb die Ausdrücke „Realteil" und „Imaginärteil" der Gaußschen Zahlenebene, die Ausdrücke **„Wirkanteil"** und **„Blindanteil"** aber der gegenseitigen Beziehung zwischen Spannung und Strom vorbehalten. Beispiele geben die **Bilder 14** und **15**.

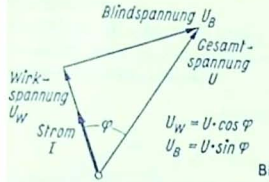


Bild 14

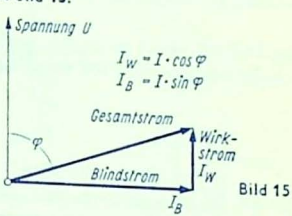


Bild 15

Exponentialdarstellung des ruhenden Zeigers

Der ruhende Zeiger kann statt in Komponentenform (1) auch, gemäß der Eulerschen Gleichung, als e-Funktion dargestellt werden:

$$\underline{A} = A \cdot \cos\varphi + A \cdot j \cdot \sin\varphi = A \cdot e^{j\varphi} \qquad (e = 2{,}718\ldots) \qquad (2)$$

Den Winkel φ nennt man das **Argument** der komplexen Größe $\underline{A}$. Statt $e^{j\varphi}$ kann auch $\exp j\varphi$ geschrieben werden. Davon macht man Gebrauch, wenn der Exponent von e durch einen größeren Ausdruck dargestellt ist. Als kürzeste Schreibweise für $A \cdot e^{j\varphi}$ hat man $A\angle\varphi$, wobei das Zeichen $\angle$ **Versorzeichen** genannt wird.

Umlaufende Zeiger in komplexer Form

Wenn in komplexer Darstellung die Zeitabhängigkeit ausgedrückt werden soll, muß zu dem Nullphasenwinkel φ der zeitproportionale Winkel ωt hinzugefügt werden. Damit ergibt sich der umlaufende Zeiger:

$$\underline{A}_\omega = A \cdot [\cos(\omega t + \varphi) + j \cdot \sin(\omega t + \varphi)] \qquad (3)$$

Hierin sind

$A \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t + \varphi) = a_c$ = Augenblickswert zum Cosinusverlauf und

$A \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t + \varphi) = a_s$ = Augenblickswert zum Sinusverlauf

der Wechselgröße mit dem Effektivwert A und der Kreisfrequenz ω.

Umlaufender Zeiger in Exponentialdarstellung

Auch hier ist lediglich zum Nullphasenwinkel φ der zeitproportionale Winkel ωt hinzuzufügen:

$$\underline{A}_\omega = A \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} = A \cdot \exp[j \cdot (\omega t + \varphi)] = A \cdot e^{j \cdot \omega t} \cdot e^{j \cdot \varphi} = \underline{A} \cdot e^{j \cdot \omega t} \qquad (4)$$

Aus dem umlaufenden Zeiger $\underline{A}_\omega$ oder kurz $\underline{A}$ kann man als Projektion auf die reelle Achse den Augenblickswert zum Cosinusverlauf, nämlich a_c gewinnen:

$$\frac{a_c}{\sqrt{2}} = \mathrm{Re}\ \underline{A}_\omega = \mathrm{Re}\,(A \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}) = \mathrm{Re}\,(A \cdot e^{j \cdot \varphi} \cdot e^{j \cdot \omega t}) = \mathrm{Re}\,(\underline{A}\, e^{j \cdot \omega t}) \qquad (5)$$

Konjugiert komplexe Größen

Zwei komplexe Größen sind zueinander konjugiert, wenn ihre reellen Anteile übereinstimmen und ihre imaginären Anteile entgegengesetzt gleiche Werte haben. Es gilt also,

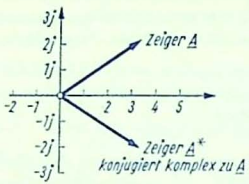


Bild 16

falls man die zu einer Größe konjugiert komplexe Größe durch einen hochgestellten Stern kennzeichnet, entsprechend den **Bildern 16** und **17**:

$$\underline{A} = c + j \cdot d \qquad \underline{A}^* = c - j \cdot d$$

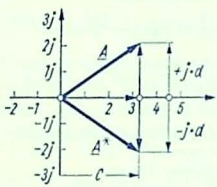


Bild 17

Darin ist c der Realteil und d der Imaginärteil.

Aus $\underline{A} = c + j \cdot d = |\underline{A}| \, e^{j \cdot \varphi} = |\underline{A}| \cdot (\cos \varphi + j \cdot \sin \varphi)$ (6)

und $\underline{A}^* = c - j \cdot d = |\underline{A}| \, e^{-j \cdot \varphi} = |\underline{A}| \cdot (\cos \varphi - j \cdot \sin \varphi)$ (7)

folgen die Rechenregeln:

$$(\underline{A}^*)^* = \underline{A} \tag{8}$$

$$\underline{A} + \underline{A}^* = 2 \cdot \mathrm{Re}\,\underline{A} = 2 \cdot c = 2 \cdot |\underline{A}| \cdot \cos \varphi \tag{9}$$

$$\underline{A} - \underline{A}^* = 2 \cdot j \cdot \mathrm{Im}\,\underline{A} = j \cdot 2\,d = j \cdot 2 \cdot |\underline{A}| \cdot \sin \varphi \tag{10}$$

$$\underline{A} \cdot \underline{A}^* = [\mathrm{Re}\,\underline{A}]^2 + [\mathrm{Im}\,\underline{A}]^2 = c^2 + d^2 = |\underline{A}|^2 \tag{11}$$

$$(\underline{A}_1 + \underline{A}_2)^* = \underline{A}_1^* + \underline{A}_2^* \tag{12}$$

$$(\underline{A}_1 \cdot \underline{A}_2)^* = \underline{A}_1^* \cdot \underline{A}_2^* \tag{13}$$

$$\underline{A}_1 \cdot \underline{A}_2^* = c_1 \cdot c_2 + d_1 \cdot d_2 + j \cdot (c_2 \cdot d_1 - c_1 \cdot d_2) = |\underline{A}_1| \cdot |\underline{A}_2| \cdot e^{j \cdot (\varphi_1 - \varphi_2)} = |\underline{A}_1| \cdot |\underline{A}_2| \cdot [\cos (\varphi_1 - \varphi_2) + j \cdot \sin (\varphi_1 - \varphi_2)] \tag{14}$$

und als Ergänzung hierzu

$$\underline{A}_1 \cdot \underline{A}_2 = c_1 \cdot c_2 - d_1 \cdot d_2 + j \cdot (c_2 \cdot d_1 + c_1 \cdot d_2) = |\underline{A}_1| \cdot |\underline{A}_2| \cdot e^{j \cdot (\varphi_1 + \varphi_2)} =$$
$$= |\underline{A}_1| \cdot |\underline{A}_2| \cdot [\cos(\varphi_1 + \varphi_2) + j \cdot \sin(\varphi_1 + \varphi_2)] \qquad (15)$$

Zeitlich sinusförmig verlaufende Wechselgrößen in konjugiert komplexer Darstellung

Die Bilder 18 ... 20 zeigen zwei konjugiert komplexe, umlaufende Zeiger. Zu der Eigenschaft des konjugiert Komplexen gehört, daß die Zeiger mit entgegengesetzt gleicher Geschwindigkeit umlaufen.

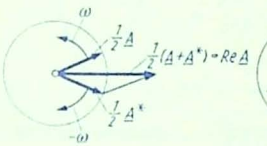


Bild 18

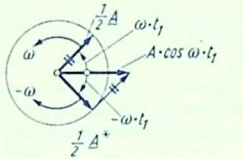


Bild 19

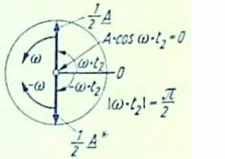


Bild 20

Die Summe der beiden so umlaufenden Zeiger ändert sich für konstante Umlaufgeschwindigkeit gemäß der Cosinusfunktion. In **Bild 21** ist dies links, in Ergänzung der Bilder 18 ... 20, veranschaulicht.

Die Differenz der beiden konjugiert komplexen Zeiger verläuft zeitlich sinusförmig. Das zeigt **Bild 21** rechts.

Man kann also eine zeitlich sinus- bzw. cosinusförmig verlaufende Wechselgröße durch zwei konjugiert komplexe, mit entgegengesetzt gleicher Geschwindigkeit umlaufende Zeiger mit je einer dem halben Scheitelwert der Wechselgröße entsprechenden Länge darstellen.

Man bekommt also:

$$a_c = \frac{1}{2} (\hat{\underline{A}} \cdot e^{j \cdot \omega t} + \hat{\underline{A}}^* \cdot e^{-j \cdot \omega t}) \qquad (16)$$

oder, da $\hat{\underline{A}} = \hat{A} \cdot e^{j \cdot \varphi}$ und $\hat{\underline{A}}^* = \hat{A} \cdot e^{-j \cdot \varphi}$

$$a_c = \frac{1}{2} [\hat{A} \cdot e^{j \cdot (\omega t + \varphi)} + \hat{A} \cdot e^{-j \cdot (\omega t + \varphi)}] \qquad (17)$$

Im folgenden Abschnitt wird gezeigt, wie der Nullphasenwinkel φ für $\underline{A}$ und $\underline{A}^*$ in der Gaußschen Zahlenebene erscheint.

Ruhende Zeiger in konjugiert komplexer Darstellung

Bild 22 läßt erkennen, wie eine Wechselgröße, deren Nullphasenwinkel φ gleich Null ist, in der Gaußschen Zahlenebene durch zwei aufeinanderliegende (konjugiert komplexe) Zeiger dargestellt werden kann. Die Zeiger liegen auf der reellen Achse.

Handelt es sich um einen von Null verschiedenen Nullphasenwinkel φ, so decken sich beide konjugiert komplexe Zeiger nicht. Vielmehr ist der eine Zeiger im positiven Sinn und der andere Zeiger im negativen Sinn um den Winkel φ gegen die reelle Achse verdreht (**Bild 23**).

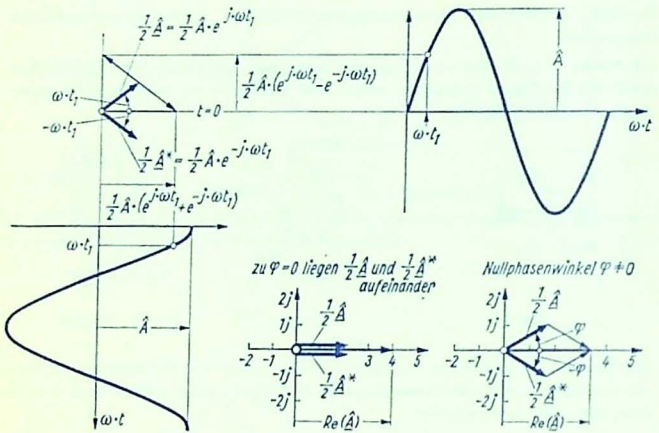


Bild 21 Bild 22 Bild 23

Der Sinn dieser konjugiert komplexen Darstellung liegt, abgesehen von der Behandlung der Ausbreitungsvorgänge auf Leitungen, darin, daß sie es ermöglicht, bei beliebiger Verdrehung eines Zeigerpaares von Spannung und zugehörigem Strom gegen die reelle Achse die Wirkleistung, die Blindleistung und die Impedanz nach Betrag sowie nach Phase auf einfache Weise zu berechnen.

Leistung in komplexer Darstellung

Bild 24 betrifft eine Anordnung, in der von einer Quelle Wechselstromleistung an einen Verbraucher abgegeben wird. Quelle und Verbraucher sind über das Klemmenpaar 1 — 2 miteinander verbunden. Zwischen den Klemmen herrscht die Wechselspannung

$$U(t) = \sqrt{2}\cdot U\cdot\cos(\omega t + \varphi) \tag{18}$$

Von der Quelle fließt der Wechselstrom

$$I(t) = \sqrt{2}\cdot I\cdot\cos(\omega t + \varphi) \tag{19}$$

Aus (18) und (19) folgt mit (16) und $\frac{1}{2}\cdot\sqrt{2} = \frac{1}{\sqrt{2}}$

$$\underline{U} = U \cdot e^{j\varphi} \qquad \text{und} \qquad \underline{I} = I \cdot e^{j\psi} \tag{20}$$

$$\left.\begin{aligned} U(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (\underline{U} \cdot e^{j\omega t} + \underline{U}^* \cdot e^{-j\omega t}) \\ I(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (\underline{I} \cdot e^{j\omega t} + \underline{I}^* \cdot e^{-j\omega t}) \end{aligned}\right\} \tag{21}$$

Der komplexe Eingangswiderstand $\underline{Z}$ und der komplexe Eingangsleitwert $\underline{Y}$ des Verbrauchers ergeben sich mit (20)

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{U}{I} \cdot e^{j(\varphi - \psi)} \qquad \underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{\underline{I}}{\underline{U}} = \frac{I}{U} \cdot e^{-j(\varphi - \psi)} \tag{22}$$

Der Augenblickswert $P(t)$ der **Klemmenleistung** P, d. h. der Leistung, die über das Klemmenpaar 1—2 übertragen wird, ist gegeben als Produkt aus dem Augenblickswert $U(t)$ der Spannung und dem Augenblickswert $I(t)$ des Stromes

$$P(t) = U(t) \cdot I(t) \tag{23}$$

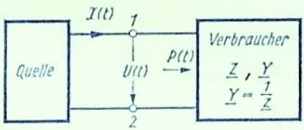


Bild 24

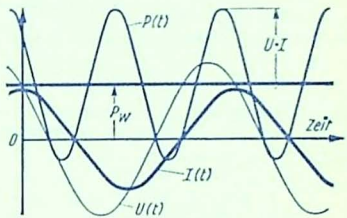


Bild 25

Hieraus ergibt sich mit (21):

$$P(t) = \frac{1}{2}\left[\underline{U} \cdot \underline{I} \cdot e^{j\,2\,\omega t} + \underline{U}^* \cdot \underline{I}^* \cdot e^{-j\,2\,\omega t}\right] + \frac{1}{2}\left[\underline{U} \cdot \underline{I}^* + \underline{U}^* \cdot \underline{I}\right] \tag{24}$$

oder mit (9)

$$P(t) = \mathrm{Re}\,(\underline{U} \cdot \underline{I} \cdot e^{j\,2\,\omega t}) + \mathrm{Re}\,(\underline{U} \cdot \underline{I}^*) \tag{25}$$

oder mit (18), (19) und (20)

$$P(t) = U \cdot I \cdot \cos(2\,\omega t + \varphi + \psi) + U \cdot I \cdot \cos(\varphi - \psi) \tag{26}$$

In **Bild 25** ist die Augenblicksleistung $P(t)$ zusammen mit der Spannung $U(t)$ und dem Strom $I(t)$ als Funktion der Zeit t dargestellt. Nach (25) bzw. (26) und nach Bild 25 besteht die Augenblicksleistung $P(t)$ aus der Summe zweier Komponenten.

Die erste Komponente

$$\frac{1}{2}\cdot[\underline{U}\cdot\underline{I}\cdot e^{j\cdot 2\omega t}+\underline{U}^{*}\cdot\underline{I}^{*}\cdot e^{-j\cdot 2\omega t}]=\mathrm{Re}\,(\underline{U}\cdot\underline{I}\cdot e^{j\cdot 2\omega t})=U\cdot I\cdot\cos(2\omega t+\varphi+\psi) \quad (27)$$

stellt eine **Wechselleistung** mit dem Scheitelwert $U \cdot I$ dar.

(U und I sind hier Effektivwerte!). Die Kreisfrequenz 2ω der Wechselleistung ist doppelt so groß wie die Kreisfrequenz ω von Spannung und Strom. Der arithmetische Mittelwert der Wechselleistung ist Null: Während ihrer positiven Halbwelle geht Arbeit von der Quelle in den Verbraucher, während ihrer negativen Halbwelle geht ebensoviel Arbeit vom Verbraucher in die Quelle zurück.

Die zweite Leistungskomponente ist unabhängig von der Zeit t. Sie stellt den arithmetischen Mittelwert der Augenblicksleistung $P(t)$ dar, nämlich die Wirkleistung

$$P_W=\frac{1}{2}(\underline{U}\cdot\underline{I}^{*}+\underline{U}^{*}\cdot\underline{I})=\mathrm{Re}\,(\underline{U}\cdot\underline{I}^{*})=U\cdot I\cdot\cos(\varphi-\psi) \quad (28)$$

die von der Quelle an den Verbraucher geliefert wird.

Das Produkt $(\underline{U}\cdot\underline{I}^{*})$, das aus dem komplexen Effektivwert $\underline{U}$ der Spannung und dem konjugiert komplexen Effektivwert $\underline{I}^{*}$ des Stromes gebildet wird, ist eine komplexe Größe mit der Dimension einer Leistung. Diese Größe wird als **komplexe Leistung** $\underline{P}$ bezeichnet:

$$\underline{P}=(\underline{U}\cdot\underline{I}^{*})=P_W+j\cdot P_B \quad (29)$$

Der Betrag $|\underline{P}|$ der komplexen Leistung $\underline{P}$ ist die **Scheinleistung** P_S. Es gilt:

$$P_S=|\underline{P}|=|\underline{U}\cdot\underline{I}^{*}|=U\cdot I \quad (30)$$

Dieser Betrag stimmt mit dem Scheitelwert der Wechselleistung überein. Der Realteil P_W der komplexen Leistung $\underline{P}$ ist die **Wirkleistung**. Der Imaginärteil P_B der komplexen Leistung $\underline{P}$, nämlich:

$$P_B=\frac{1}{2\cdot j}(\underline{U}\cdot\underline{I}^{*}-\underline{U}^{*}\cdot\underline{I})=\mathrm{Im}\,(\underline{U}\cdot\underline{I}^{*})=U\cdot I\cdot\sin(\varphi-\psi) \quad (31)$$

wird **Blindleistung** genannt. Diese ist positiv, wenn $\varphi > \psi$, d. h. wenn die Spannung dem Strom voreilt, wenn also der komplexe Widerstand $\underline{Z}$ des Verbrauchers einen Imaginärteil hat, der z. B. durch eine Induktivität gebildet wird.

Mit dem komplexen Widerstand $\underline{Z}$ bzw. mit dem komplexen Leitwert $\underline{Y}$ des Verbrauchers folgt mit (29) und (11):

$$\underline{P}=\underline{U}\cdot\underline{I}^{*}=\left(\frac{\underline{U}}{\underline{I}}\right)(\underline{I}\cdot\underline{I}^{*})=\underline{Z}\cdot|\underline{I}|^{2}=\underline{Z}\cdot I^{2} \quad (32)$$

oder

$$\underline{P}=\underline{U}\cdot\underline{I}^{*}=\left(\frac{\underline{I}}{\underline{U}}\right)^{*}(\underline{U}\cdot\underline{U}^{*})=\underline{Y}^{*}\cdot|\underline{U}|^{2}=\underline{Y}^{*}\cdot U^{2} \quad (33)$$

und

$$P_W=\mathrm{Re}\,\underline{P}=I^{2}\cdot\mathrm{Re}\,\underline{Z}=U^{2}\,\mathrm{Re}\,\underline{Y}^{*}=U^{2}\cdot\mathrm{Re}\,\underline{Y} \quad (34)$$

bzw.

$$P_B=\mathrm{Im}\,\underline{P}=I^{2}\cdot\mathrm{Im}\,\underline{Z}=U^{2}\,\mathrm{Im}\,\underline{Y}^{*}=-U^{2}\cdot\mathrm{Im}\,\underline{Y} \quad (35)$$

Rauschen bei Signalübermittlung

Hörbares Rauschen

Ein Geräusch, ähnlich dem eines Wasserfalles oder eines unter Druck austretenden Dampfstrahles, bezeichnet man als hörbares Rauschen. In einem solchen Geräusch sind sehr viele, wenigstens über einen großen Abschnitt des Hörbereiches verteilte Frequenzen vertreten, wobei keiner dieser Frequenzen eine den Durchschnittswert weit übersteigende Schallstärke zukommt.

Wenn ein Verstärker mit hoher Verstärkung ohne Nutzsignal auf einen Lautsprecher arbeitet, ist aus dem Lautsprecher ein Rauschen hörbar.

Das aus dem Lautsprecher hörbare Rauschen hat seine Ursache in einer entsprechenden Summe störender Wechselströme, die die Lautsprecher-Triebspule durchfließen. Ist hierbei die je Hertz abgestrahlte Leistung konstant, was einem Spektrum gemäß **Bild 1** entspricht, so bezeichnet man das Geräusch als ein in bezug auf den Hörbereich „**weißes Rauschen**". Im Gegensatz hierzu besteht das **farbige Rauschen**, in dem einzelne Frequenzen oder Frequenzbänder stark betont sind.

Die die Lautsprecher-Triebspule durchfließenden Rausch-Wechselströme entstehen durch Verstärkung schwacher Rauschspannungen, die im Verstärkereingang, in seiner ersten Stufe und möglicherweise auch noch in den nächsten Stufen zur Geltung kommen. Diese Rauschspannungen entstehen in Wirkwiderständen als Folge der inneren, durch die Wärme bedingten Unruhe des atomaren Gitteraufbaues (Widerstandsrauschen) und in verstärkenden Bauelementen auf Grund von Stromschwankungen (Röhrenrauschen, Transistorrauschen).

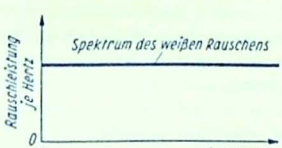


Bild 1

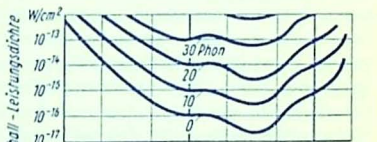


Bild 2

Wahrnehmung des Rauschens

Beim Anhören eines weißen Rauschens hat man den Eindruck, als seien in ihm vorwiegend hohe Frequenzen vertreten. Dieser Eindruck hat zwei Ursachen:

1. Auf eine **Oktave** entfällt an der unteren Grenze des Tonfrequenzbereiches ein sehr viel schmaleres Frequenzband als an dessen oberer Grenze: Die Oktave, die durch 16 Hz und 32 Hz eingegrenzt ist, umfaßt 16 Hz. Die Oktave, deren Grenzen mit 8 kHz und 16 kHz gegeben sind, erstreckt sich hingegen über 8000 Hz. Das ist 500mal soviel wie für die untere Oktave. Bei weißem Rauschen entfällt somit auf die Oktave zwischen 8 kHz und 16 kHz das 500fache der Leistung, die zur Oktave zwischen 16 Hz und 32 Hz gehört. Nur durch den üblichen logarithmischen Frequenzmaßstab, in dem jede Oktave gleich breit dargestellt ist, wird vorgetäuscht, als seien die unteren Oktaven am weißen Rauschen leistungsmäßig ebenso beteiligt wie die oberen Oktaven.
2. Für das Wahrnehmen des Rauschens spielt der Frequenzgang der Ohrempfindlich-

keit eine Rolle. Die **Hörkurven (Bild 2)** lassen erkennen, daß die Ohrempfindlichkeit für leise Geräusche zwischen etwa 1 kHz und 5 kHz besonders groß ist. Auch dies trägt dazu bei, daß man die am weißen Rauschen beteiligten hohen Frequenzen besonders bemerkt.

Rauschen auf dem Fernseh-Bildschirm

Bei der Fernseh-Bildwiedergabe bezeichnet man das, was auf dem Fernseh-Bildschirm als **„Schnee" („Grieß")** sichtbar wird, ebenfalls als Rauschen. Dieses Rauschen zeigt sich bei zu niedriger Signalspannung. Es ist hervorgerufen durch eine Störleistung, deren Spektrum im wesentlichen dem des weißen Rauschens entspricht. Der zum **Bildrauschen** gehörende Frequenzbereich erstreckt sich weit über den Schallfrequenzbereich hinaus. Er umfaßt die gesamten, zur Bildmodulation gehörenden Frequenzen, die bis ungefähr 5 MHz reichen.

Bei gleicher, auf eine Bandbreite von 1 Hz entfallender Rauschleistung ist die die Bildwiedergabe störende Gesamt-Rauschleistung den Frequenzbandbreiten für Bild und Ton gemäß rund 5000 kHz : 16 kHz ≈ 300mal so groß wie für die Schallwiedergabe.

Rauschen bei hochfrequenter Übertragung

Das Spektrum der von den Wärmebewegungen der Elektronen in Widerständen herrührenden Störleistung setzt sich auch über die rund 5 MHz des Fernseh-Bildmodulationsbereiches im Sinne von Bild 1 bis zu Frequenzen fort, die weit über dem normalerweise für Signalübertragungen ausgenutzten Frequenzbereich liegen.

Das Spektrum der Störleistung, das zu den störenden Schwankungen der Röhren- und Transistorströme gehört, erstreckt sich ebenfalls über diesen Frequenzbereich. Die Rauschleistung je Hertz kann für den einzelnen Übertragungskanal, dem Bild 1 gemäß, als frequenzunabhängig angenommen werden.

Die Modulation, die zu einem über einen Hf-Kanal übertragenen Nutzsignal gehört, bedeutet innerhalb des Kanals zusätzlich zur Trägerspannung ein Spektrum von Seitenspannungen. Dieses wechselt während der Signalübertragung ständig.

Die Einrichtung, die für den Nutzsignal-Empfang auf einem Kanal verwendet wird, muß zumindest einen großen Teil der Seitenbänder aufnehmen und verstärken, damit hieraus durch Demodulation das Nutzsignal gewonnen werden kann.

Der Empfänger verarbeitet in diesem Sinn alles, was er außer den von der Sendermodulation herrührenden Seitenbändern an Störspannungen in dem zum ausgenutzten Teil der Seitenbänder gehörenden Frequenzabschnitt aufnimmt oder was in ihm auftritt. Bezeichnet man diesen Frequenzabschnitt mit Δf, so verarbeitet der Empfänger den Δf breiten Abschnitt aus dem Störleistungsspektrum.

Bei der Demodulation ergibt sich hieraus eine Störleistung, die das Rauschen der akustischen Wiedergabe oder den Schnee in der Fernseh-Bildwiedergabe verursacht.

In diesem Sinne bezeichnet man die in den Beiträgen über das Rauschen behandelten Störspannungen und Störleistungen ebenfalls als Rauschspannungen und Rauschleistungen, gleichgültig, ob der Frequenzabschnitt Δf jeweils im Hochfrequenz-, Zwischenfrequenz- oder Niederfrequenz-Gebiet liegt.

Wenn bei Fernsehempfang gemeinsam mit dem Bildrauschen auf dem Fernseh-Bildschirm ein Rauschen aus dem Lautsprecher hörbar wird, handelt es sich dabei um verschiedene Abschnitte aus dem Hf-Rauschleistungsspektrum.

Rauschen und Rauschzahlen

Störabstände

Neben der Nutzspannung, die zu einer übermittelten Nachricht gehört, tritt stets eine Störspannung auf. Das Verhältnis der Nutzspannung zu der an derselben Stelle vorhandenen Störspannung ist der dort geltende **Spannungs-Störabstand**. So bestimmt man beispielsweise am Lautsprecher oder an der Bildröhre eines Empfängers den Spannungs-Störabstand als Verhältnis der Nutzspannung zu der dort auftretenden Störspannung.

Man kann den Störabstand statt als Spannungsverhältnis auch als Leistungsverhältnis bzw. in Dezibel angeben. Unter der Voraussetzung, daß Nutz- und Störspannung an demselben linearen Widerstand auftreten, erhält man das Leistungsverhältnis als Quadrat des Spannungsverhältnisses.

Am Lautsprecher bzw. an der Fernseh-Bildröhre gelten für den Störabstand z. B. folgende Werte:

Qualität der Nachricht	dB	Leistungs-verhältnis	Spannungs-verhältnis
Untere Grenze der Wahrnehmbarkeit	0	1	1
Untere Grenze der Sprachverständlichkeit	10	10	3,2
Ausreichende Musikwiedergabegüte	30	1 000	32
Ausreichende Güte des Fernsehbildes	40	10 000	100

Wie am Lautsprecher oder an der Bildröhre läßt sich an jeder beliebigen Stufe eines der Nachrichtenübermittlung dienenden Gerätes der **Leistungs-Störabstand** als Leistungsverhältnis an einem der Nutz- und Störspannung gemeinsamen Widerstand bestimmen.

Fast stets wird der Störabstand am Ausgang eines Gerätes, also z. B. am Lautsprecher bzw. an der Bildröhre, im wesentlichen durch den Störabstand bestimmt, der am Ausgang der ersten Stufe vorhanden ist: Die erste Stufe vermindert, d. h. verschlechtert den Störabstand gegenüber dem Eingangs-Störabstand im Normalfall weit mehr als alle folgenden Stufen eines Empfängers oder Verstärkers.

Der Anteil, den die erste Stufe zur Störleistung beiträgt, ist meistens vorwiegend eine Rauschleistung. Als Rauschquelle tritt z. B. in einer Röhrenstufe, außer allen Wirkwiderständen der Schaltung, die Röhre selbst auf.

Rauschzahl F als Störabstandsverhältnis mit Prüfgenerator als Signalquelle

Die Rauschzahl der ersten Stufe ist das Verhältnis des Störabstandes am Prüfgenerator, der an Stelle der Antenne angeschlossen ist, zum Störabstand am Ausgang dieser Stufe. Das wird durch **Bild 1** veranschaulicht. Darin sind folgende Formelzeichen benutzt:

F Rauschzahl der Stufe
P_1 Nutzeingangsleistung der Stufe (vom Prüfgenerator abgegeben)
p_1 Störeingangsleistung der Stufe (vom Prüfgenerator abgegeben)
P_2 Nutzausgangsleistung der Stufe
p_2 Störausgangsleistung der Stufe
p_z Störleistung, die in der Stufe selbst entsteht
V Leistungsverstärkung der Stufe

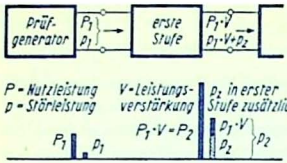


Bild 1

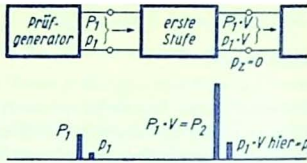


Bild 2

Es gilt, wie z.B. aus **Bild 1** ersichtlich:

$$F = \frac{\text{Eingangsstörabstand}}{\text{Ausgangsstörabstand}} = \frac{P_1/p_1}{P_2/p_2} = \frac{P_1/p_1}{P_1 \cdot V/(p_1 \cdot V + p_z)}$$

Je kleiner F ausfällt, desto besser ist die Stufe. Der (nur theoretisch denkbare) kleinstmögliche Wert für F ergäbe sich für den Fall, daß die erste Stufe den Störabstand in keiner Weise verschlechtern würde. Dazu gehörte $p_z = 0$, also die Rauschzahl $F = 1$ **(Bild 2)**.

Rauschzahlmessung mit Rauschgenerator als Signalquelle

Bei Vergleichen hat man zu beachten, daß die am Ausgang der Stufe auftretende Rauschleistung p_2 stark von der Breite Δf des durchgelassenen Frequenzbandes abhängt. Wegen dieser Abhängigkeit empfiehlt es sich, zu Rauschzahlbestimmungen einen Prüfgenerator zu verwenden, dessen Nutzleistungsspektrum mit dem Leistungsspektrum der Gesamtheit der in der Stufe wirkenden Rauschquellen übereinstimmt.

Um ein rauschgleiches Nutzleistungsspektrum zu erhalten, verwendet man als Prüfgenerator einen Rauschgenerator. Am Ausgang der von einem Rauschgenerator gespeisten Stufe ergibt sich an Stelle einer getrennt meßbaren Nutzleistung, wie man sie mit einem „Sinusgenerator" gewinnen würde, eine Rauschleistungserhöhung.

Im Rauschgenerator nutzt man für Frequenzen bis zu etwa 1000 MHz das Schrotrauschen einer Röhrendiode aus. Diese wird im Sättigungsbereich betrieben und stellt damit eine Schrotstromquelle (Rauschstromquelle) mit einem als unendlich hoch anzunehmenden Innenwiderstand dar. Als Rauschgenerator-Innenwiderstand R_s bzw. Innenleitwert G_s dient ein in den Anodenstromweg der Diode gelegter Widerstand **(Bild 3)**. Die Nutzrauschleistung P_1, die aus der Diode stammt, wird mit der Diodenheizung eingestellt. Die Störrauschleistung p_1 hat ihren Ursprung in dem Widerstand R_s. Dieser Widerstand stellt für beide Leistungen den Stromquellen-Innenwiderstand dar.

Bild 4 zeigt die Ersatzschaltung zu Bild 3 mit dem rauschenden Innenwiderstand R_s. In **Bild 5** ist der rauschende Widerstand R_s in eine Rauschstromquelle mit Innenleitwert Null und einen nichtrauschenden Innenwiderstand vom Wert R_s aufgeteilt. Dieser Innenwiderstand R_s ist beiden Stromquellen (Nutzstromquelle mit dem Strom I_{k1} und Störstromquelle mit dem Strom i_{k1}) gemeinsam.

Rauschgenerator für verfügbare Leistung geeicht

Die **verfügbare Leistung** eines Generators ist die Leistung, die er an die Belastung abgeben könnte, wenn zwischen seinem Innenwiderstand und dem Belastungswiderstand Leistungsanpassung vorhanden wäre. Der Innenwiderstand des Rauschgenerators ist im allgemeinen als reell anzusehen. Dafür bedeutet Leistungsanpassung einen Belastungswiderstand, der reell ist und dessen Wert mit dem des Innenwiderstandes des Rauschgenerators übereinstimmt.

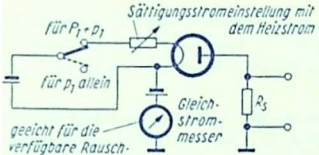


Bild 3

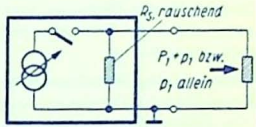


Bild 4

Für den Rauschgenerator müßte für Abgabe der verfügbaren Leistung, abgesehen von der Anpassung, der Belastungswiderstand selbst rauschfrei sein. Andernfalls nämlich würde der Belastungswiderstand Rauschleistung in den Rauschgenerator hineinliefern, was einer verminderten Rauschleistungsabgabe gleichkäme.

Bei Verwendung des Rauschgenerators ist im allgemeinen mit Fehlanpassung zu rechnen. Außerdem rauscht der als Belastung dienende Eingang der zu untersuchenden Stufe. Wegen der Fehlanpassung zwischen Generatorausgang und Stufeneingang sowie wegen des Rauschens im Eingang der Stufe ist die vom Rauschgenerator an die Stufe abgegebene Leistung gleich einem Bruchteil α der verfügbaren Leistung. Dieser Bruchteil α könnte den Wert 1 nur für Anpassung und nichtrauschenden Stufeneingang erreichen. Die **Eichung des Rauschgenerators** wird auf eine Bandbreite von 1 Hz bezogen. Für eine Bandbreite Δf ist die abgegebene Leistung Δfmal so groß.

Es ist also zu prüfen, wie sich der Bruchteil α und die für die Stufe in Frage kommende Bandbreite Δf auf die Rauschzahlbestimmung auswirken. Das geschieht nun:

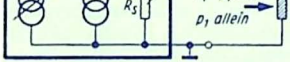


Bild 5

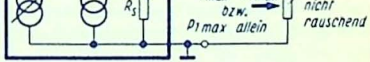


Bild 6

Die **Störrauschleistung des Rauschgenerators** ist die Rauschleistung, die vom rauschenden Innenwiderstand R_S des Rauschgenerators stammt (siehe die Bilder 4 und 5). An einen angepaßten rauschfreien Widerstand (**Bild 6**) würde als Rauschleistung abgegeben:

$$P_{1max} = k \cdot T_0 \cdot \Delta f$$ (siehe Seite 78).

Bei Fehlanpassung und Eigenrauschen des Stufeneinganges gilt statt dessen:

$$p_1 = \alpha \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f$$

Für die **Rauschgenerator-Nutzrauschleistung** P_1 spielen α und Δf aber dieselben Rollen wie für die Störrauschleistung. Der Störabstand ist das Verhältnis von P_1 zu p_1. Demgemäß kürzen sich für ihn der zur Fehlanpassung und zum Stufen-Eingangsrauschen gehörende Faktor α wie auch die jeweils für die Stufe in Frage kommende Frequenzbandbreite Δf weg.

Folglich kann man der Rauschzahl F die für eine Bandbreite von 1 Hz verfügbaren Rauschgenerator-Leistungen zugrunde legen und zwar auch, wenn die Bandbreite Δf beliebig und der Empfängereingang weder an den Rauschgenerator angepaßt noch selbst rauschfrei ist.

Man eicht den Rauschgenerator üblicherweise für die verfügbare Leistung. Hierzu verwendet man als Leistungseinheit den Wert $k \cdot T_0$ für eine Bandbreite von 1 Hz. Diese Leistungseinheit ist gleichbedeutend mit $4{,}1 \cdot 10^{-21}$ W.

Mit Vorstehendem ist gezeigt, daß man sich beim Bestimmen der Rauschzahlen auf die verfügbare Generatorleistung stützen darf.

Rauschzahl F und rauschäquivalente Eingangsleistung

Wie in **Bild 1** veranschaulicht und angegeben, gilt mit den dort eingetragenen Bezeichnungen allgemein:

$$F = \frac{P_1/p_1}{P_2/p_2} = \frac{P_1/p_1}{P_1 \cdot V/(p_1 \cdot V + p_z)} = \frac{p_1 \cdot V + p_z}{p_1 \cdot V} = \frac{p_2}{p_1 \cdot V}$$

Um die Rauschzahl F einer Stufe zu bestimmen, stellt man die Nutz-Eingangsleistung P_1 so ein, daß dadurch die Gesamtleistung am Ausgang der Stufe gegenüber dem Fall der fehlenden Nutzleistung ($P_1 = 0$) verdoppelt wird.

Bild 7 zeigt den Fall der fehlenden Nutzleistung: An den Eingang der Stufe wird lediglich die Rauschleistung p_1 (herrührend von R_s bzw. G_s des Rauschgenerators) geliefert. Am Ausgang der Stufe stehen die verstärkte Leistung $p_1 \cdot V$ und die in der Stufe selbst gebildete Rauschleistung p_z zur Verfügung.

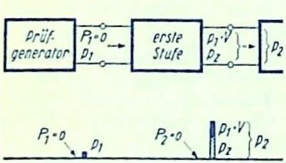


Bild 7

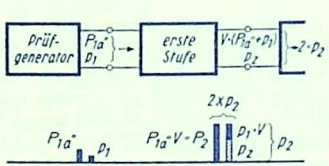


Bild 8

Bild 8 veranschaulicht das Verdoppeln der Ausgangsleistung durch Zufuhr der Nutzleistung $P_{1\ddot{a}}$ Es ist also hier $P_{1\ddot{a}} \cdot V = p_1 \cdot V + p_z = p_2$

Wie schon bemerkt, verwendet man als Nutzleistung eine Rauschleistung. Die Rausch-Nutzleistung $P_{1\ddot{a}}$, die man im Falle des Bildes 8 dem Eingang der Stufe zuführt, ist äqui-

valent der Eingangs-Rauschleistung, die das am Ausgang der Stufe tatsächlich auftretende Rauschen in einer sonst gleichen, aber von sich aus nicht rauschenden Stufe zustande brächte. Daher bezeichnet man diese Leistung P_1 (wie das oben geschah) als rauschäquivalente Leistung $P_{1\ddot{a}}$

Man beachte, daß in beiden Fällen (Bild 7 mit $P_1 = 0$ und Bild 8 mit $P_1 = P_{1\ddot{a}}$) der Eingang der Stufe mit dem Rauschgenerator-Innenwiderstand R_s abgeschlossen ist!

Aus $P_{1\ddot{a}} \cdot V = p_2$ und $F = \dfrac{p_2}{p_1 \cdot V}$ (siehe Text zu Bild 1) folgt:

$$F = \frac{V \cdot P_{1\ddot{a}}}{p_1 \cdot V} = \frac{P_{1\ddot{a}}}{p_1} \quad \text{oder} \quad P_{1\ddot{a}} = F \cdot p_1$$

Die Rauschzahl F stellt somit auch den Faktor dar, um den die Rauschgenerator-Nutzrauschleistung P_1 größer sein muß als die Rauschgenerator-Störrauschleistung p_1, damit am Ausgang der Stufe Gleichheit zwischen Nutzrauschleistung P_2 und Störrauschleistung p_2 besteht. Diese Nutzrauschleistung P_1 aber ist nichts anderes als $P_{1\ddot{a}}$

An Stelle von $P_{1\ddot{a}}$ kann man die verfügbare Leistung $P_{1\ddot{a}max}$ setzen, wenn man auch für p_1 die verfügbare Leistung p_{1max} wählt. Diese aber ist für 1 Hz gegeben mit $k \cdot T_0$

Die Rauschzahl F ist somit auch der Faktor, um den die für $\Delta f = 1$ Hz geltende, vom Rauschgenerator abgebbare Nutzrauschleistung $P_{1\ddot{a}max}$ die ebenfalls vom Rauschgenerator abgebbare Störrauschleistung p_{1max} für Verdopplung der Rausch-Ausgangsleistung der auf Rauschen zu untersuchenden Stufe übersteigt.

Das heißt: Falls am Rauschgenerator ein Wert von z. B. 5 kT_0 eingestellt werden muß, damit sich die Ausgangsleistung der Stufe verdoppelt, gilt: $F = 5$.

Der Rauschgenerator ist bezüglich seiner abgebbaren Leistung in kT_0-Einheiten geeicht. So gehört z.B. zu der Rauschzahl $F = 5$ der am Rauschgenerator eingestellte Wert der abgebbaren (verfügbaren) Rausch-Nutzleistung von 5 kT_0. Das ist der zu $F = 5$ gehörende Wert der rauschäquivalenten abgebbaren Rauschleistung.

Der Zahlenwert dieser in der Einheit $k\,T_0$ ausgedrückten Leistung stimmt mit der Rauschzahl überein. Dies gilt allerdings nur für die Bezugstemperatur $T_0 \approx 300$ °K des Rauschgenerator-Innenwiderstandes.

Zusätzliche Rauschzahl

Die Bezeichnung „zusätzlich" und der Index z zum Formelzeichen der Rauschzahl deuten an, daß F_z ausschließlich das durch die Stufe Hinzukommende, also das Rauschen der Stufe selbst kennzeichnet: In F_z ist das Rauschen des Rauschgenerator-Innenwiderstandes bzw. allgemein das Rauschen des Innenwiderstandes der Signalquelle nicht inbegriffen. Mit der Rauschzahl F als Störabstandsverhältnis (Bild 8) gilt

$$F = \frac{P_1/p_1}{P_1 \cdot V/(p_1 \cdot V + p_z)}. \quad \text{Das läßt sich so umformen:}$$

$$F = \frac{P_1 \cdot (p_1 \cdot V + p_z)}{P_1 \cdot V \cdot p_1} = \frac{p_1 \cdot V}{p_1 \cdot V} + \frac{p_z}{p_1 \cdot V} = 1 + F_z \quad \text{bzw.} \quad F_z = \frac{p_z}{p_1 \cdot V}$$

Abhängigkeit der Rauschzahlen F und F_z vom Generator-Innenwiderstand

Mit Generator ist hier entweder der Rauschgenerator oder eine Signalquelle gemeint. Der hinsichtlich ihrer Rauschzahlen interessierenden Stufe wird eine Leistung zugeführt. Diese besteht im allgemeinen aus der Nutzleistung P_1 und der Störleistung p_1. In der Stufe werden beide Leistungen verstärkt. Außerdem tritt in der Stufe eine zusätzliche Störrauschleistung auf. Sie bewirkt, daß $F > 1$ und $F_z > 0$ wird.

Die der Stufe zugeführte Leistung $(P_1 + p_1)$ hängt von dem Verhältnis zwischen Stufen-Eingangswiderstand und Generator-Innenwiderstand ab.

Aber auch die am Ausgang der Stufe zusätzlich auftretende, nämlich in der Stufe selbst zustande kommende Rauschleistung p_z steht unter dem Einfluß dieses Widerstandsverhältnisses. Mit ihm ändert sich der zwischen den Eingangsklemmen der Stufe wirksame Leitwert. Das muß für die zusätzliche Rauschleistung p_z eine andere Rolle spielen als für die von dem Generator stammenden, in die Stufe eingespeisten Leistungen P_1 und p_1. Der Generator und die Rauschquellen der Stufe sind nämlich im allgemeinen an verschiedenen Stellen der Schaltung wirksam.

Voneinander abweichende Einflüsse des Verhältnisses zwischen Generator-Innenwiderstand und Stufen-Eingangswiderstand auf $(P_1 + p_1)$ einerseits und auf p_z anderseits bedeuten eine Abhängigkeit der Rauschzahlen vom Generator-Innenwiderstand.

Da für Rauschzahlen sowohl die der Stufe zugeführte Leistung $(P_1 + p_1)$ wie auch die in der Stufe selbst entstehende Rauschleistung p_z maßgebend sind, müssen demgemäß Rauschzahl und zusätzliche Rauschzahl von dem Verhältnis des Generator-Innenwiderstandes zum Stufen-Eingangswiderstand abhängen. Das ist ein Grund für die Notwendigkeit, zwischen den folgend charakterisierten Rauschzahlen zu unterscheiden.

Rauschzahlen für Leistungsanpassung (F_L und F_{zL})

Mit Leistungsanpassung geht ein Höchstmaß an Leistung vom Generator auf die Stufe über. Bei den Rauschproblemen der Praxis handelt es sich um ein verhältnismäßig schmales Frequenzband Δf. Für ein solches Band bedeutet Leistungsanpassung zwischen Nutzleistungsquelle und Eingang der Stufe **(Bild 9)**, daß Innenleitwert Y_s der Nutzleistungsquelle (z. B. der Antenne) bzw. deren Innenwiderstand Z_s und Eingangsleitwert Y_I der Stufe bzw. ihr Eingangswiderstand Z_I zueinander konjugiert komplex sind. Also gehört zur Leistungsanpassung:

$$Y_s = Y_I^*$$

Darin ist Y_I^* der zu Y_I konjugiert komplexe Leitwert. D. h.: Y_I und Y_I^* haben gleiche Wirkanteile und entgegengesetzt gleiche Blindanteile.

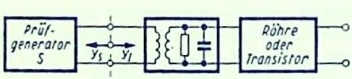


Bild 9

Leistungsanpassung zwischen Antenne und erster Stufe braucht man, wenn Reflexionen am Eingang der ersten Stufe vermieden werden müssen.

Die Rauschzahlen F_L und F_{zL} $(= F_L - 1)$, die sich für Leistungsanpassung am Eingang ergeben, nennt man Rauschzahlen für Leistungsanpassung. Von früher her wird hierfür noch der Ausdruck **„Grenzempfindlichkeit"** verwendet.

Rauschzahlen für Rauschanpassung (F_R und F_{zR})

Die im vorigen Abschnitt behandelten Rauschzahlen gelten, wie die Bedingung $Y_s = Y_I{}^*$ erkennen läßt, für Anpassung und für die hierzu gehörende Resonanz der gesamten Eingangsschaltung. Man stellt also sowohl die Ankopplung wie auch die Eingangskreisabstimmung gemeinsam auf maximale Signal-Ausgangsspannung ein.

Man könnte annehmen, die Rauschzahlen F_L und F_{zL} wären besonders niedrig, da die zugeführte Leistung mit der dafür geltenden Anpassung den höchstmöglichen Wert annimmt. Doch ist, worauf schon hingewiesen wurde, die Eingangsanpassung auch auf die in der Stufe selbst entstehende Rauschleistung von Einfluß. Die Leistungsanpassung braucht also nicht unbedingt zu minimalen Rauschzahlen zu führen.

Eine von der Leistungsanpassung abweichende Rauschanpassung kann also günstigere Rauschzahlen ergeben als die Leistungsanpassung. Die Anpassung, bei der die Rauschzahlen auf Minimalwerte gebracht werden, nennt man Rauschanpassung. Diese Rauschzahlen heißen Rauschzahlen für Rauschanpassung F_R und $F_{zR} = F_R - 1$ oder, bei gleicher Bedeutung, **optimale Rauschzahlen** F_{opt} und F_{zopt}. In diesem Fall sind die Ankopplung auf kleinste Rauschzahl und die Eingangskreis-Abstimmung auf größte Signal-Ausgangsspannung eingestellt. Es herrscht also keine Leistungsanpassung.

Minimale Rauschzahlen (F_{min} und $F_{z\,min}$)

Eine Stufe enthält Blindwiderstände, z. B. auf Grund der Induktivität der Spule und der Kapazität des Kondensators des in der Stufe enthaltenen Schwingkreises. Im allgemeinen betrachtet man eine mit Schwingkreis ausgerüstete Stufe für den Resonanzfall, also für Abstimmung auf größte Signal-Ausgangsspannung. Mit dieser Abstimmung braucht sich das Rauschzahlminimum nicht zu ergeben: Es kann sein, daß hierbei das in der Stufe selbst entstehende Rauschen im Vergleich zur Signalquelle stärker am Ausgang der Stufe zur Geltung kommt als bei einer passenden geringen Verstimmung. Das heißt: Indem man von den Einstellungen für $F_R = F_{opt}$ abgeht, kann man im allgemeinen durch passendes Verstimmen des Eingangskreises und durch Nachstellen der Kopplung auf eine noch unter F_R liegende Rauschzahl kommen. Diese nennt man die minimale Rauschzahl F_{min}, wozu $F_{z\,min}$ gehört.

Zusammenstellung

F	Rauschzahl, ganz allgemein (Anpassung und Ankopplung beliebig)
F_L	Rauschzahl bei Leistungsanpassung (maximale Signal-Ausgangsspannung)
F_R	Rauschzahl bei Rauschanpassung (günstigste Rauschzahl für Resonanzfall)
F_{opt}	Optimale Rauschzahl: dasselbe wie F_R, also wie die Rauschzahl bei Rauschanpassung
F_{min}	Minimale Rauschzahl (Rauschanpassung bei derjenigen Verstimmung und Ankopplung, wofür die Rauschzahl absolut am kleinsten ausfällt)

Für die entsprechenden zusätzlichen Rauschzahlen gilt:

$$F_z = F - 1 \qquad F_{zL} = F_L - 1 \qquad F_{zR} = F_R - 1 \qquad F_{z\,min} = F_{min} - 1$$

Es ist: $F_L \geqq F_R \geqq F_{min}$ und demgemäß auch: $F_{zL} \geqq F_{zR} \geqq F_{z\,min}$

Widerstand als Rauschquelle

Vorstellung vom Zustandekommen der Widerstandsrauschspannung

Liegt die Temperatur T eines Wirkwiderstandes R über dem absoluten Nullpunkt, also über Null Grad Kelvin (0°K), so tritt zwischen den Enden des Widerstandes eine Rauschspannung auf. Deren Ursache sind die Schwirrbewegungen, die die Atome des Widerstands- bzw. Leitermaterials unter dem Einfluß der Wärme ausführen. Die freien Elektronen des Widerstandes, die in ihrer Gesamtheit das im Widerstand vorhandene „Elektronengas" darstellen, werden durch die Schwirrbewegungen der Atome angestoßen. Daraus ergeben sich unregelmäßige, in Zickzackform verlaufende Elektronenbewegungen. Sie wiederum bewirken ständig wechselnde Ladungen der beiden Widerstandsanschlußstellen. Die gegenseitigen Ladungsunterschiede bedingen die Rauschspannung. An dieser sind alle Frequenzen (bis zu sehr hohen, jedoch endlichen Werten) gleichmäßig beteiligt: Zu untereinander gleichen Frequenzabschnitten Δf gehören demzufolge gleich große Teilspannungen.

Messen der Leerlaufspannung (der Urspannung)

Um die Leerlaufspannung u_0 und damit die Urspannung des als Rauschspannungsquelle aufgefaßten rauschenden Widerstandes zu messen, legt man zwischen seine beiden Enden ein Röhrenvoltmeter (Meßbereich wenige µV für Vollausschlag), das einen gegen den Wert des rauschenden Widerstandes großen Eingangswiderstand bei geringem Eigenrauschen aufweist **(Bild 1)**. Das Röhrenvoltmeter zeigt die Rauschspannung an, die innerhalb des vom Röhrenvoltmeter erfaßten Frequenzbereiches Δf auftritt.

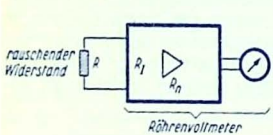


Bild 1

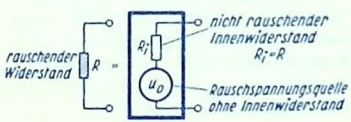


Bild 2

Rauschspannungsquelle und Rauschstromquelle

Faßt man den rauschenden Widerstand R als Rauschspannungsquelle mit der Leerlauf- oder Urspannung u_0 auf, so hat diese Spannungsquelle als Innenwiderstand R_i einen nicht rauschenden Widerstand $R_i = R$ **(Bild 2)**.

Den rauschenden Widerstand kann man statt als Rauschspannungsquelle auch als Rauschstromquelle betrachten. Hierzu gehört gemäß **Bild 3** der Innenleitwert $G_i = 1/R_i$ und damit $= 1/R$ sowie an Stelle der Urspannung u_0 die Einströmung $i_k = u_0 \cdot G_i$

Der Strom i_k hat als Index den Buchstaben k. Das drückt aus, daß dieser Strom den Wert des Kurzschlußstromes der Rauschspannungsquelle hat: $i_k = u_0 : R_i$

Die für i_k vielfach benutzte Bezeichnung „Einströmung" leitet sich daraus ab, daß man statt der Stromquelle (Innenleitwert = 0, also Innenwiderstand = ∞) einen die Schaltung durchfließenden konstanten, d. h. von der Schaltung unabhängigen Strom annehmen

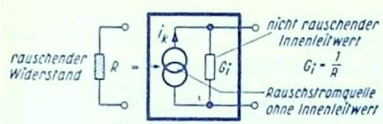


Bild 3

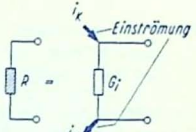


Bild 4

kann (**Bild 4**). Die Einströmung tritt ebenso in die Schaltung ein und aus ihr wieder heraus wie der Strom i_k der Stromquelle ohne Innenleitwert von Bild 3 und hat auch den gleichen Wert wie der Strom dieser Stromquelle.

Abgebbare Rauschleistung = verfügbare Rauschleistung

Als abgebbare Rauschleistung gilt die Leistung, die an einen als rauschfrei angenommenen Widerstand R_a bei Leistungsanpassung ($R_a = R_i = R$) abgegeben würde. Das ist die

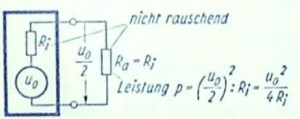


Bild 5

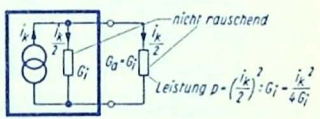


Bild 6

theoretische Maximal-Rauschleistung, die von dem rauschenden Widerstand abgegeben werden könnte. Mit der Rauschspannungsquelle (Bild 2) ergibt sich gemäß **Bild 5** in dem Widerstand $R_a = R_i = R$:

Strom $\quad \dfrac{u_0}{R_a + R_i} = \dfrac{u_0}{2\,R_i} = \dfrac{u_0}{2\,R}$

Klemmenspannung $\quad \dfrac{u_0}{R_a + R_i} \cdot R_a = \dfrac{u_0}{2\,R_i} \cdot R_i = \dfrac{u_0}{2}$

Leistung $\quad p_{max} = \dfrac{u_0^2}{4\,R_i}$

Also gilt: $\quad u_0^2 = 4\,p_{max} \cdot R_i = 4\,p_{max} \cdot R$

Wird an die Rauschstromquelle (**Bild 6**) ein nichtrauschender Stromzweig mit einem rauschfrei gedachten Leitwert G_a angeschlossen, so bekommt man für den Fall der Leistungsanpassung, nämlich für $G_a = G_i = G$, die abgebbare Leistung:

$$p_{max} = \frac{i_k^2}{4\,G_i}$$

also gilt: $i_k^2 = 4 \cdot p_{max} \cdot G_i = 4 \cdot p_{max} \cdot G$

Bei Leistungsanpassung ($R_a = R_i = R$ bzw. $G_a = G_i = G = 1/R$, worin R = Wert des rauschenden Widerstandes ist) gilt für die **abgebbare Rauschleistung** allgemein:

$$p_{max} = k \cdot T \cdot \Delta f \qquad \text{worin}$$

k Boltzmannkonstante = $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K (Wattsekunden je Grad Kelvin)
T absolute Temperatur in °K (Grad Kelvin)
Δf in Betracht gezogener Frequenzbereich in Hz (1/Sekunde)

Das bedeutet: Die von einem rauschenden Widerstand an einen nicht rauschenden Widerstand abgebbare Rauschleistung ist unabhängig vom Wert des rauschenden Widerstandes. Sie hängt nur von der Temperatur des Widerstandes und von der Breite des in Betracht gezogenen Frequenzbandes ab.
Diese Unabhängigkeit der (maximal) abgebbaren Rauschleistung vom Wert des rauschenden Widerstandes gilt durchweg — gleichgültig, ob es sich um einen Einzelwiderstand oder um irgendwelche Kombinationen von Wirkwiderständen mit untereinander gleicher Temperatur T handelt!

$$\text{Aus} \quad p_{max} = \frac{u_0^2}{4R_i} \quad \text{bzw.} \quad p_{max} = \frac{i_k^2}{4G_i} \quad \text{und} \quad p_{max} = k \cdot T \cdot \Delta f$$

folgt für die Urspannung u_0 bzw. für die Einströmung i_k:

$$u_0^2 = 4k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R_i \quad \text{bzw.} \quad i_k^2 = 4k \cdot T \cdot \Delta f \cdot G_i$$

Es sei hier nochmals betont: Um auf die von einem Widerstand R abgebbare Leistung $p_{max} = k \cdot T \cdot \Delta f$ zu kommen, muß man als Belastungswiderstand einen nicht rauschenden Widerstand vom Wert $R_a = R$ voraussetzen!
Verfügbare Leistung bedeutet dasselbe wie abgebbare Leistung. Beide Male handelt es sich um die höchste Leistung, deren Abgabe nur bei Leistungsanpassung an rauschfreie Belastung möglich wäre!

Innere Rauschleistung

Im Zusammenhang mit rauschenden Widerständen wird vielfach der Begriff der „inneren Leistung" benutzt. Dieser Begriff ist eine reine Rechengröße. Die innere Rauschleistung tritt also in Wirklichkeit nicht als Leistung auf. Sie wird definiert als Produkt aus Urspannung (Leerlaufspannung) u_0 und Einströmung (Kurzschlußstrom) i_k

Für das Widerstandsrauschen ergibt sich die innere Leistung mit

$$u_0 = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R_i} \quad \text{und} \quad i_k = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot G_i} \quad \text{zu}$$

$$p_i = u_0 \cdot i_k = 4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \cdot \sqrt{R_i \cdot G_i} = 4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f$$

D. h.: Die zum Widerstandsrauschen gehörende „innere Rauschleistung" ist genauso wie die abgebbare bzw. verfügbare Rauschleistung von dem Wert des Widerstandes und auch von seinen Abmessungen unabhängig. Bei den als Generatoren gebauten Einrichtungen ist hingegen die abgebbare Leistung und damit auch die innere Leistung im allgemeinen eine Funktion der Typengröße und der Einstellung.

Im Fall der Leistungsanpassung ($R_a = R_i = R$) treten als Klemmenspannung die halbe Urspannung, also halbe Leerlaufspannung, und als Strom der halbe Kurzschlußstrom auf. Damit ergibt sich die abgebbare Leistung als vierter Teil der inneren Leistung.

Beispiel für die Abgabe von Rauschleistung

Einen nicht rauschenden Widerstand könnte man nur durch Abkühlen auf eine Temperatur nahe dem absoluten Nullpunkt, also z. B. auf die des flüssigen Heliums, einigermaßen verwirklichen. Doch lassen sich dem Idealfall wenigstens einigermaßen nahekommende Versuchsbedingungen auch ohne flüssiges Helium schaffen: Man verwendet für den rauschenden Widerstand ein Material, das eine hohe Temperatur (z. B. 3000 °K) verträgt (etwa Wolfram), und erhitzt den Widerstand auf diese Temperatur, während man den Belastungswiderstand auf Zimmertemperatur beläßt.

Daß für die abgebbare Rauschleistung ein nicht rauschender Widerstand als Belastung vorausgesetzt werden muß, sieht man ein, wenn man zur Kenntnis nimmt, daß eine rauschende Belastung ihrerseits Rauschleistung an den als Rauschquelle dienenden

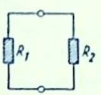


Bild 7

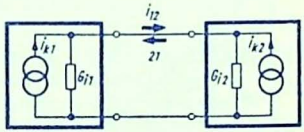


Bild 8

Widerstand abgibt **(Bilder 7 und 8)**. Dies führt dazu, daß bei gleichen Temperaturen nur ein Rauschleistungsaustausch und damit im Endeffekt keine Rauschleistungsabgabe des einzelnen Widerstandes stattfindet.

Bezugstemperatur und Zahlenwerte

Das Widerstandsrauschen bezieht man üblicherweise auf eine Temperatur von 300 °K, was 27 °C entspricht. Das ist etwa die Innentemperatur eines bei Zimmertemperatur benutzten Gerätes, in dem keine größeren Leistungen in Wärme umgesetzt werden. Diese Temperatur von 300 °K kennzeichnet man mit dem Index 0 zu dem Formelzeichen T. Temperaturabweichungen bis zu etwa $\pm$ 10% von diesen 300 °K sind im Rahmen von Rauschbetrachtungen üblicherweise belanglos. $\pm$ 10% von 300 °K bedeutet einen Temperaturbereich von $-$ 3 °C bis $+$ 57 °C. Mit $T_0 = 300$ °K ergibt sich:

$k \cdot T_0 = 4{,}1 \cdot 10^{-21}$ Ws und damit $k \cdot T_0 \cdot \Delta f = 4{,}1 \cdot 10^{-21} \cdot \Delta f$ W mit Δf in Hz,

bzw. $4{,}1 \cdot 10^{-21}$ W für 1 Hz Bandbreite

Dies ist die Leistungseinheit, die für Rauschbetrachtungen fast durchweg verwendet wird.

Mit diesem Zahlenwert gilt:

$$\text{Rauschspannung } u_0 = 0{,}128 \cdot \sqrt{R \cdot \Delta f} \quad [\mu V] \quad \text{mit } R \text{ in k}\Omega \text{ und } \Delta f \text{ in kHz}$$

Rauschen, das über die Antenne hereinkommt

Rauschanteile

Über die Antenne gelangen drei Rauschanteile in den Empfänger:

a) das aus dem Weltall stammende **interstellare Rauschen,**

b) das durch elektrische Vorgänge in der Atmosphäre bedingte **atmosphärische Rauschen,**

c) das von elektrischen Einrichtungen verursachte Rauschen **(man made noise).**

Antennen-Rauschtemperatur

Die beiden erstgenannten Anteile faßt man meistens zusammen und ordnet ihnen formal den Antennenstrahlungswiderstand als rauschenden Widerstand zu. Dazu nimmt man (rein theoretisch) an, der Strahlungswiderstand der Antenne sei so heiß, daß die von ihm

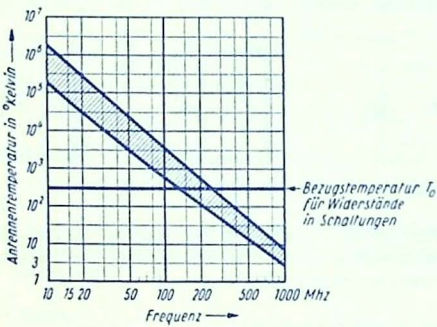


Bild 1

an das Gerät abgegebene Rauschleistung auf Grund dieser (absoluten) Temperatur T_A denselben Wert hat wie die Störleistung, die, aus dem Weltall und aus der Atmosphäre stammend, an das Gerät abgegeben wird. Hierzu gelten ungefähr folgende Werte **(Bild 1)**:

Größenordnung der Frequenz in MHz:	10	100	1000
Antennenrauschtemperatur T_A in °K:	$(0{,}2 \ldots 2) \cdot 10^6$	$(0{,}6 \ldots 3) \cdot 10^3$	3...7

Das bedeutet: Bei Frequenzen unter 100 MHz ist noch das über eine gute Außenantenne hereinkommende Rauschen ausschlaggebend. Bei Frequenzen über etwa 100 MHz stehen die im Gerät vorhandenen Rauschquellen stets weit im Vordergrund. Bei Ferrit-Antennen, sonstigen Einbauantennen und Behelfs-Antennen sind die im Gerät vorhandenen Rauschquellen auch bei Frequenzen unter 100 MHz zu berücksichtigen. Diese Antennen liefern nämlich unter normalen Verhältnissen nur sehr geringe Nutzleistungen,

womit die Rauschquellen des Gerätes an Bedeutung gewinnen. Der dritte Anteil kann rechnerisch gegebenenfalls durch zusätzliches Erhöhen der Antennentemperatur T_A berücksichtigt werden.

Die Antennen-Rauschleistung

Die Antennen-Rauschleistung ist, wie die Stör-Rauschleistung eines Meßgenerators, die auf Grund der Rauschtemperatur T_A bzw. T_0 dem Empfängereingang angebotene Stör-Rauschleistung.

Die angebotene Leistung, die auch verfügbare Leistung genannt wird, ist die Leistung, die an einen Widerstand abgegeben würde, der

selbst nicht rauscht und
dessen Wert mit der Summe des Strahlungs- und Verlustwiderstandes der Antenne bzw. mit dem des Meßgenerator-Außenwiderstandes übereinstimmt.

Diese Leistung ist der Rauschtemperatur proportional. Entspricht also die Rauschleistung des Meßgenerators der Rauschtemperatur T_0 (üblicherweise 300 °K), so ist die Antennen-Rauschleistung gleich dem (T_A/T_0)-fachen der Meßgenerator-Rauschleistung.

Rauschzahlen

Allgemein ist die Rauschzahl gegeben als Verhältnis des Störabstandes am Eingang zum Störabstand am Ausgang. Mit den Bezeichnungen:

F Rauschzahl, allgemein; F_0 Rauschzahl für T_0; F_A Rauschzahl für T_A
P_1 Nutz-Eingangsleistung, von der Signalquelle (Antenne oder Meßgenerator) angeboten
p_1 Stör-Rauschleistung, von der Signalquelle angeboten, allgemein; p_{10} für T_0: p_{1A} für T_A
P_2 Nutz-Ausgangsleistung des Empfängers
p_2 Stör-Ausgangsleistung (Ausgangs-Rauschleistung) am Ausgang des Empfängers
p_z Stör-Ausgangsleistungs-Anteil, im Empfänger entstehend
V Leistungsverstärkung im Empfänger

gilt: $P_2 = P_1 \cdot V \qquad p_2 = p_1 \cdot V + p_z$

$$F = \frac{P_1/p_1}{P_2/p_2} = \frac{P_1/p_1}{V \cdot P_1/p_2} = \frac{p_2/V}{p_1} = \frac{(p_1 \cdot V + p_z)/V}{p_1} = 1 + \frac{p_z/V}{p_1}$$

In Worten: die Rauschzahl ist gemäß dem dritten Ausdruck für F gegeben als Verhältnis:

$$\frac{\text{auf den Eingang bezogene Ausgangs-Stör-Rauschleistung}}{\text{dem Eingang angebotene Stör-Rauschleistung}}$$

oder auf Grund des fünften Ausdruckes:

um die Zahl 1 größer als das Verhältnis

$$\frac{\text{auf den Eingang bezogene, im Empfänger selbst entstehende Rauschleistung}}{\text{dem Eingang angebotene Stör-Rauschleistung}}$$

Dieses Verhältnis kennzeichnet man durch das Formelzeichen F_z und nennt es zusätzliche Rauschzahl. Da die dem Eingang angebotene Stör-Rauschleistung (p_1) der Rauschtemperatur (T_0 bzw. T_A) proportional ist, muß man, wenn es sich nicht eindeutig und ausschließlich um Meßgeneratoren mit der Rauschtemperatur T_0 handelt, unterscheiden zwischen $F = F_0$ und $F = F_A$ sowie zwischen $p_1 = p_{10}$ und $p_1 = p_{1A}$. Immer ist $F_z = F_0 - 1$.

Da $p_{1A} = p_{10} \cdot \dfrac{T_A}{T_0}$ ergibt sich:

$$F_A = 1 + F_z \cdot \frac{T_0}{T_A}$$

Verwendet man zum Bestimmen der Rauschzahl F_0 als Meßsender einen Rauschgenerator, so ist P_1 die Eingangs-„Nutz"-Rauschleistung und p_1 die dem Eingang angebotene Stör-Rauschleistung. Man stellt dabei P_1 auf den Wert ein, mit dem die Gesamtrauschleistung am Ausgang gegenüber dem Fall $P_1 = 0$ verdoppelt wird. Dieser Wert von P_1 wird $P_{1\ddot{a}}$ (äquivalente Eingangs- „Nutz"-Rauschleistung) genannt. Damit erreicht man im Ausgang Gleichheit von Nutz-Rauschleistung P_2 und Stör-Rauschleistung p_2, also $P_2/p_2 = 1$.

Hiermit wird:

$$F_0 = \frac{P_{1\ddot{a}0}/p_{10}}{P_2/p_2} = \frac{P_{1\ddot{a}0}}{p_{10}}, \text{ worin}$$

p_{10}, d. h. die vom Meßsender dem Empfänger-Eingang angebotene Stör-Rauschleistung, für eine Bandbreite von 1 Hz gegeben ist mit $p_{10} = k \cdot T_0$. So ergibt sich:

$$F_0 = \frac{P_{1\ddot{a}0}}{k \cdot T_0} \text{ oder } P_{1\ddot{a}0} = F_0 \cdot k \cdot T_0$$

Tritt nun an Stelle des als Meßsenders benutzten Rauschgenerators die Antenne, so kann man verwenden statt $k \cdot T_0$ $k \cdot T_A$ und demgemäß

statt $P_{1\ddot{a}0}$ $P_{1\ddot{a}A} = P_{1\ddot{a}0} \cdot \dfrac{T_A}{T_0} = F_0 \cdot k \cdot T_0 \cdot \dfrac{T_A}{T_0}$ sowie

statt F_0 $F_A = \left(1 + F_z \cdot \dfrac{T_0}{T_A}\right)$

Damit wird die **äquivalente Rauschleistung der Antenne:**

$$P_{1\ddot{a}A} = \left(1 + F_z \cdot \frac{T_0}{T_A}\right) \cdot k \cdot T_A = \left(1 + F_z \cdot \frac{T_0}{T_A}\right) \cdot \frac{T_A}{T_0} \cdot k \cdot T_0 = \left(\frac{T_A}{T_0} + F_z\right) \cdot k \cdot T_0$$

Mit der Definition: Rauschzahl = Rauschäquivalente Eingangsleistung geteilt durch $k \cdot T_0$ bekommt man die **effektive Rauschzahl**

$$F_{eff} = \frac{P_{1\ddot{a}A}}{k \cdot T_0} = \frac{T_A}{T_0} + F_z = \frac{T_A - T_0}{T_0} + F$$

Grundbegriffe der Hohlleitertechnik

Prinzip

Hohlleiter sind Rohre, deren Wände im allgemeinen aus elektrisch sehr gut leitendem Material bestehen und daher die elektromagnetischen Wellen total reflektieren.

Ein Zustandekommen elektromagnetischer Wellen in Hohlleitern setzt Frequenzen voraus, für die die im freien Raum geltenden Wellenlängen kleiner sind als die (noch zu definierenden) Hohlleiter-Grenzwellenlängen. Die Grenzwellenlängen werden durch die Querschnittsabmessungen bestimmt.

Elektromagnetische Wellen treten auf in Hohlleitern — wie auch in Übertragungsleitungen mit Stromrückleitung (z. B. koaxiale Leitung, Lecher-Leitung) —

bei richtigem Abschluß der Leitung als fortschreitende Wellen (Energieleitung) und

bei offenem oder kurzgeschlossenem Leitungsende als stehende Wellen (Resonanzleitung).

Die elektromagnetischen Wellen pflanzen sich in Hohlleitern dadurch fort, daß sie an deren Wänden gespiegelt werden. Ein auf eine spiegelnde Wand schräg auftreffendes Wellenfeld läuft unter entgegengesetzt gleichem Winkel weiter (**Bild 1**). Einfallendes und gespiegeltes Feld überlagern sich zu einer in Achsrichtung des Hohlleiters fortschreitenden Welle.

Bild 1

Bild 2

Die grundsätzlichen Zusammenhänge übersieht man an Hand der totalen Reflexion einer linear polarisierten Welle an einer völlig leitenden Wand (**Bild 2**): Für die elektrische Komponente der Wellen treten dabei in Ebenen parallel zur spiegelnden Wand Knoten und Bäuche auf. Jede der Knotenflächen kann man durch eine weitere leitende Wand ersetzen. Die elektrische Feldstärke E steht für die Darstellung in Bild 2 senkrecht zur Zeichenfläche und hat für die hinlaufenden Wellen die entgegengesetzte Richtung wie für die reflektierten Wellen.

Eine solche weitere Wand stellt zusammen mit der ursprünglichen reflektierenden Wand die beiden gegenüberliegenden Wände eines Hohlleiters dar. Für den gegenseitigen Wandabstand kommen — gemäß Bild 2 — die Strecken a_θ, $2a_\theta$ usw. in Frage. Das heißt: Der Winkel, den die Wellenfront mit der reflektierenden Wand bildet, stellt sich je nach Betriebsfrequenz so ein, daß sich zum gegenseitigen Wandabstand ein ganzzahliges Vielfaches von a ergibt (siehe Seite 88 und 89).

Übliche Querschnittsformen

Besondere Bedeutung haben Rechteckquerschnitt (**Bild 3**) und Kreisquerschnitt (**Bild 4**). Die Feldverteilung gehorcht im Rechteckquerschnitt trigonometrischen Funktionen, im Kreisquerschnitt für φ-Richtung ebenfalls trigonometrischen Funktionen und für r-Richtung Zylinderfunktionen (Besselfunktionen und deren Ableitungen).

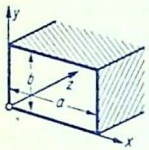


Bild 3

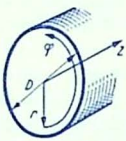


Bild 4

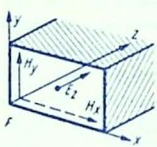


Bild 5

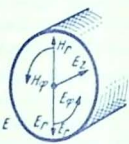


Bild 6

Hinweise auf die benutzten Koordinatensysteme enthalten die Bilder 3 und 4 sowie auf einige der Feldkomponenten die **Bilder 5...9.** Hiervon ist zunächst wesentlich, daß die zur Leiterachse parallele Fortpflanzungsrichtung der elektromagnetischen Welle stets die z-Richtung darstellt. (So gibt es z. B. die Geschwindigkeit v_z und die Wellenlänge λ_z.)

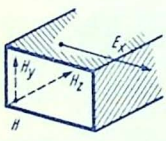


Bild 7

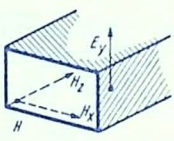


Bild 8

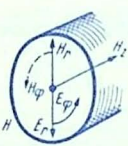


Bild 9

Schwingungstypen

Man unterscheidet die folgenden beiden Grundtypen:

Wellen-bezeichnung	in Ausbreitungs-richtung nur	Bilder	andere Bezeichnung
H-Welle	magnetisches Feld (H_z)	7, 8, 9	Transversal elektrischer Typ (TE)
E-Welle	elektrisches Feld (E_z)	5, 6	Transversal magnetischer Typ (TM)

In Hohlleitern können Wellen beider Typen sowohl als Grundwellen wie auch als Oberwellen auftreten (a_e, $2a_e$ ... im Bild 2).

Man bezeichnet also den Wellentyp auf eine der beiden Arten (**H** oder TE bzw. **E** oder TM) und gibt dazu Kennzeichen für die in Frage kommenden Wellen (Grundwelle bzw.

welche Oberwelle). Diese Kennzeichen nennen die Zahlen der Knotenflächen (im Querschnitt Knotenlinien) oder der Maximaflächen (im Querschnitt Maximallinien). Sie werden als Indizes angefügt.

Die Indizes

Oberwellen bedeuten mehrere Feldmaxima oder mehrere Feldminima (Feldknoten) längs einer der Haupt-Querschnittsabmessungen (x und y für den Rechteckquerschnitt sowie φ und r für den Kreisquerschnitt).

Die Indizes beziehen sich auf die Anzahl der Maxima oder Minima. Besonders bequem ist es, diesen Zahlen ausschließlich die in der Querschnittsebene auftretenden Feldkomponenten zugrunde zu legen — also für den E-Typ die Komponenten des magnetischen Feldes (z. B. **Bild 10**) und für den H-Typ die des elektrischen Feldes (z. B. **Bild 11**).

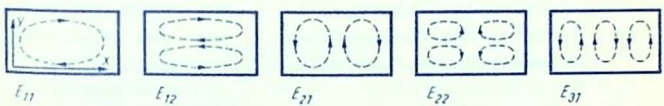


Bild 10

Hierzu gilt:

Index	Rechteckquerschnitt	Kreisquerschnitt
erster	Zahl der Feld-Minima oder Maxima (in x-Richtung gezählt)	Zahl der Knotendurchmesser (Minimadurchmesser) oder Zahl der Maxima längs des halben Umfanges
zweiter	Zahl der Feld-Minima oder Maxima (in y-Richtung gezählt)	Zahl der Minimakreise oder Maxima längs des Radius
dritter	Zahl der Minima oder Maxima in z-Richtung gezählt (kommt nur bei stehenden Wellen in Frage)	Zahl der Minima oder Maxima in z-Richtung gezählt (kommt nur bei stehenden Wellen in Frage)
Bemerkungen	Zwei gegenüberliegende Wände zählen insgesamt als eine Wand	Auf der Zylinderwand und auf der Mittellinie erscheinende Minima ($E = 0$ bzw. $H = 0$) zählen zusammen als ein einziges Minimum

Für den Rechteckquerschnitt ist die Zählweise klar. Die Bilder 10 und 11 veranschaulichen sie. Für den Kreisquerschnitt sind kurze Anleitungen zweckmäßig. Diese werden durch

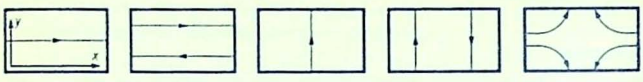


Bild 11

Bild 12 vermittelt (wieder Feldlinien zum magnetischen Feld gestrichelt und zum elektrischen Feld ausgezogen). Hierzu folgende Erläuterungen:

E_{01} H_{01}	kein Knotendurchmesser	also erster Index	= 0
	ein Minimum längs des Radius	also zweiter Index	= 1
E_{02} H_{02}	kein Knotendurchmesser	also erster Index	= 0
	zwei Maxima längs des Radius	also zweiter Index	= 2
E_{11} H_{11}	ein Maximum längs des halben Umfangs	also erster Index	= 1
	ein Minimum längs des Radius (bei E_{11}) bzw. an Zylinderwand (H_{11})	also zweiter Index	= 1

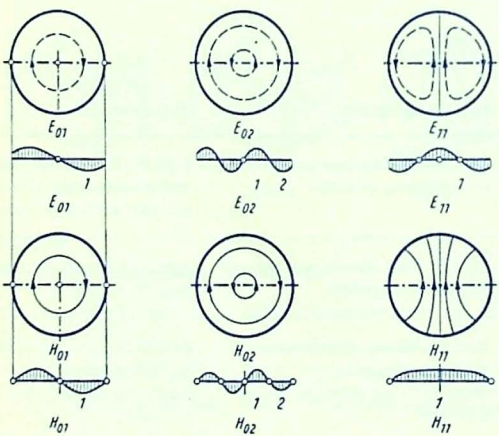


Bild 12

Hiervon werden besonders häufig verwertet: H_{10}-Typ im Rechteckquerschnitt (Bild 11 Mitte) und H_{11}-Typ im Kreisquerschnitt (Bild 12 rechts unten). Zu beachten sind mitunter noch E_{01} im Kreisquerschnitt (Bild 12 links oben) sowie E_{11} (Bild 10 links).

Geschwindigkeiten und Wellenlängen in Hohlleitern

Drei Geschwindigkeiten

Es gibt die Lichtgeschwindigkeit, die die tatsächliche Geschwindigkeit der Wellenfront nach Bild 1, Seite 83 darstellt, die Phasengeschwindigkeit und die Signalgeschwindigkeit (Gruppengeschwindigkeit). Die folgend angegebenen Zusammenhänge gelten für materiefreien Innenraum des Hohlleiters (Verlustfreiheit, relative Dielektrizitätskonstante = 1, relative Permeabilität = 1).

Phasengeschwindigkeit

Aus den sich innerhalb des Hohlleiters mit Lichtgeschwindigkeit c im Zickzack fortpflanzenden Wellen folgt eine resultierende Wellenkomponente, die parallel zur Hohlleiterachse — also in z-Richtung — fortschreitet. Die dazu gehörende Geschwindigkeit v_z (= Phasengeschwindigkeit) ist — gemäß **Bild 1** und **2** — stets größer als die Lichtgeschwindigkeit c:

$$v_z = \frac{c}{\sin \vartheta}$$

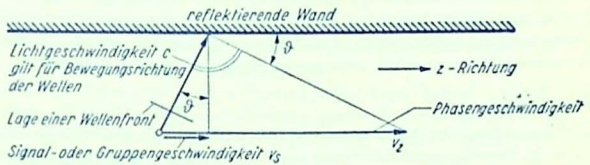


Bild 1

Daß $v_z > c$ möglich ist, zeigt z. B. eine schräg auf ein Ufer mit der Geschwindigkeit c zulaufende Wasserwelle (Bild 2): Die längs des Ufers auftretende Phasengeschwindigkeit $v_{ph} = v_z$ dieser Welle übersteigt die tatsächliche Wellengeschwindigkeit c wesentlich und zwar nach Maßgabe des Winkels der Wellenfront gegen das Ufer.

Ein bestimmter Zustand des sich in z-Richtung fortpflanzenden Feldes — d. h. dessen Phase — läuft also die Hohlleiterachse mit der Phasengeschwindigkeit $v_{ph} = v_z$ entlang.

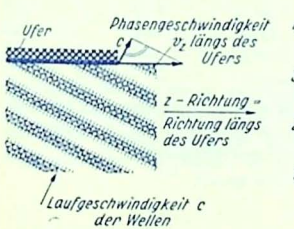


Bild 2

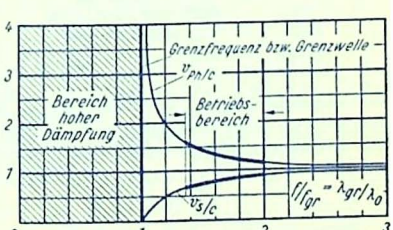


Bild 3

Zwischen dem elektrischen Feld in der Querschnittsebene und der Querschnittsspannung besteht ebenso Proportionalität wie zwischen dem magnetischen Feld in der Querschnittsebene und dem Längsstrom.

Zur Wirkleistungsübertragung in der Hohlleiter-Längsrichtung gehört Gleichphasigkeit der beiden Feldkomponenten in einer jeden Querschnittsebene. Bei Phasenverschiebung um ein Viertel einer Periode (90°) gibt es an Stelle einer Wirkleistungsübertragung ausschließlich stehende Wellen.

Signal- und Gruppengeschwindigkeit

Der Wirkleistungstransport geschieht im Hohlleiter langsamer als mit Lichtgeschwindigkeit (siehe Bild 1). Er folgt der Signal- oder Gruppengeschwindigkeit, die mit der Lichtgeschwindigkeit v_s so zusammenhängt:

$$v_s = c \cdot \sin \vartheta$$

Aus den Beziehungen für Phasen- und Signalgeschwindigkeit (Bild 1) folgt unmittelbar:

$$c^2 = v_{ph} \cdot v_s$$

Kommt die Wellenfront parallel zur spiegelnden Wand an, schreitet also die Welle senkrecht zur spiegelnden Wand fort ($\vartheta = 0$), so bedeutet das $v_s = 0$ und demgemäß keinen Wirkleistungstransport (keine Signalübertragung). Der dazugehörende Wert von v_{ph} wird unendlich (**Grenzwelle**). Siehe hierzu **Bild 3** und folgenden Abschnitt.

Die Wellenlängen

Mit der Frequenz f und der Lichtgeschwindigkeit c ergibt sich die Wellenlänge im freien Raum ($\lambda_0 = c/f$). Der Phasengeschwindigkeit $v_{ph} = v_z$ ist die Wellenlänge λ_z oder **innere Wellenlänge** λ_i ($= \lambda_z$) zugeordnet. Es ist $\lambda_i = v_z/f$. Wie aus **Bild 4** ersichtlich, ist $\lambda_i > \lambda_0$

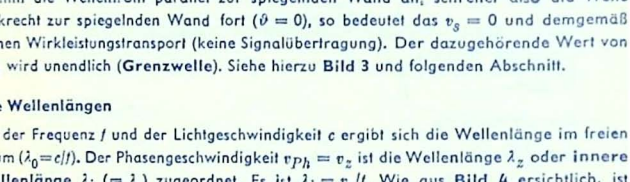


Bild 4

Die **Grenzwellenlänge** λ_{gr} eines Hohlleiters ist die längste Welle, oberhalb der kein Energietransport mehr durch den Hohlleiter erfolgt. Für den Fall zweier im Abstand a_e einander paralleler leitender Wände (**Bild 5**) ist die Grenzwellenlänge

$$\lambda_{gr} = 2a_e \text{ und damit die Grenzfrequenz}$$
$$f_{gr} = c/\lambda_{gr}$$

Nur Wellen, deren Länge im freien Raum (λ_0) kleiner ist als die jeweilige Grenzwellenlänge (λ_{gr}) des Hohlleiters, können in ihm übertragen werden (siehe Bild 3)!

Die zu einem bestimmten Schwingungstyp gehörende Grenzwellenlänge berechnet man für Rechteckquerschnitt aus:

$$\lambda_{gr} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$$

und für Kreisquerschnitt zu:

$$\lambda_{gr} = \frac{\pi}{w} \cdot D$$

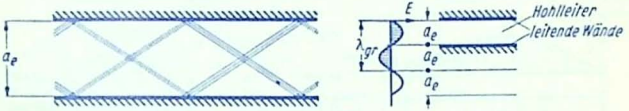


Bild 5

Hierin bedeuten: (Siehe auch „Grundbegriffe der Hohlleitertechnik", Seite 83).

a, b Innenmaße des Rechteckquerschnittes (a in x-Richtung, b in y-Richtung)

D Innendurchmesser des Kreisquerschnittes

m Zahl der Halbwellen in der x-Richtung (erster Index; z. B. $m = 1$ zu E_{12})

n Zahl der Halbwellen in der y-Richtung (zweiter Index; z. B. $n = 2$ zu E_{12})

w zur gewünschten Schwingungsform gehörende Nullstelle der Besselfunktion bzw. deren Ableitung. Es gilt

zu Typ	w	π/w	zu Typ	w	π/w
E_{01}	2,40	1,31	H_{01}	3,83	0,820
E_{02}	5,52	0,569	H_{02}	7,02	0,448
E_{03}	8,63	0,364	H_{03}	10,2	0,309
E_{11}	3,83	0,820	H_{11}	1,84	1,71
E_{12}	7,02	0,448	H_{12}	5,33	0,59
E_{13}	10,2	0,309	H_{13}	10,2	0,309
E_{21}	5,14	0,61	H_{21}	3,05	1,03
E_{22}	8,42	0,375	H_{22}	6,70	0,469
E_{23}	11,6	0,27	H_{23}	9,94	0,316

Die beiden Formeln für λ_{gr} zeigen, daß ein Hohlleiter für jeden in Frage kommenden Schwingungstyp eine eigene Grenzfrequenz hat.

Die (innere) Wellenlänge λ_i des Hohlleiters, die Wellenlänge im freien Raum λ_0 und die Grenzwellenlänge λ_{gr} hängen so zusammen:

$$\frac{\lambda_i}{\lambda_0} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{gr}}\right)^2}} \quad \text{oder} \quad \frac{\lambda_0}{\lambda_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_i}{\lambda_{gr}}\right)^2}}$$

Beispiele für Wellen in Hohlleitern

Die Bilder 1...5 enthalten solche Beispiele. Die Bilder 1...4 beziehen sich auf Wellen, die für die Praxis besondere Bedeutung haben. Dem Bild 5 ist ein komplizierter Wellentyp zugrunde gelegt. In allen diesen Bildern stellen dar:

ausgezogene Linien das elektrische Feld,
gestrichelte Linien das magnetische Feld und
punktierte Linien die Strombahnen.

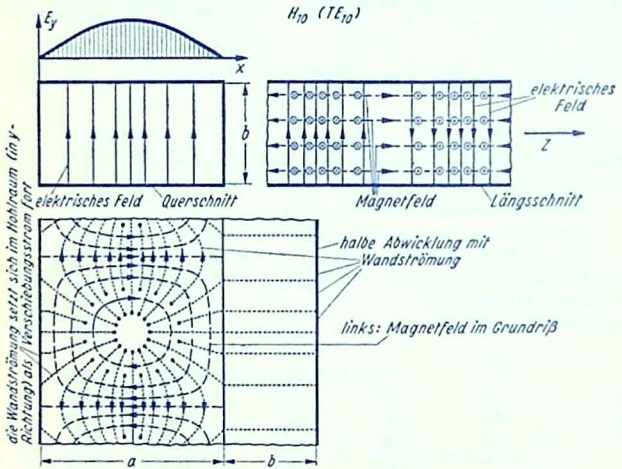


Bild 1

Die **Bilder 1** und **2** veranschaulichen den H_{10}-(TE_{10}-)Typ für den Rechteckquerschnitt. Dieser Wellentyp wird bevorzugt verwendet. Zu ihm gehört die größte Wellenlänge des Rechteckquerschnitts.

In **Bild 1** sind die Felder und Strömungen gemeinsam dargestellt. Man überlegt sich die Zusammenhänge ausgehend vom elektrischen Feld. Die Wandströmung schließt die Verschiebungsströmung. Mit dieser Strömung ist das Magnetfeld verkettet.

Bild 2 enthält elektrisches Feld, Strömung und magnetisches Feld getrennt. Eine mittlere Stromlinie ist hier nicht punktiert, sondern ausgezogen. Damit soll angedeutet werden, daß Schlitze solcher Lage in der Rohrwand die Strömung nicht beeinträchtigen.

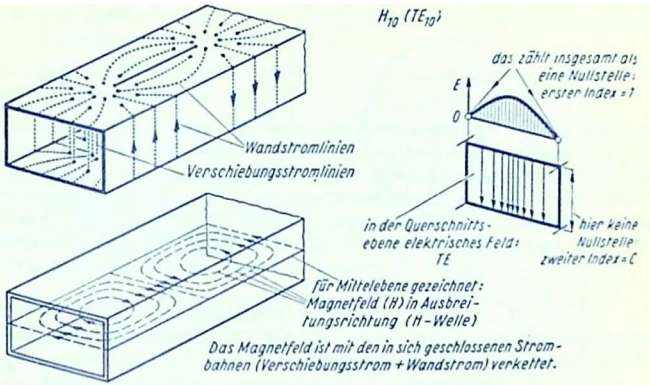


Bild 2

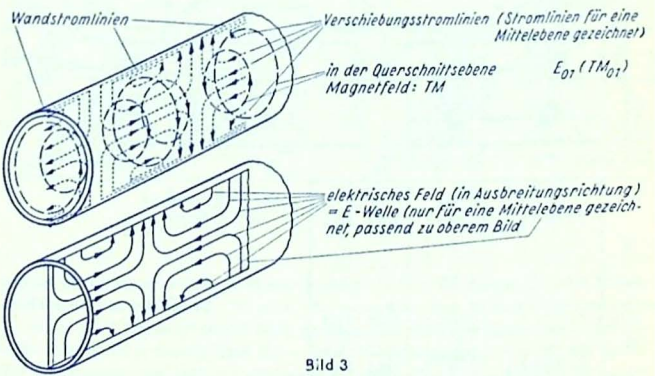


Bild 3

Bild 3 zeigt als Beispiel den E_{01}-(TM_{01}-)Typ für den Kreisquerschnitt. Dieser Typ einer **zylindersymmetrischen Welle** hat die größte Grenzwellenlänge. Man verwendet die E_{01}-(TM_{01}-)Welle unter anderem für Drehkupplungen.

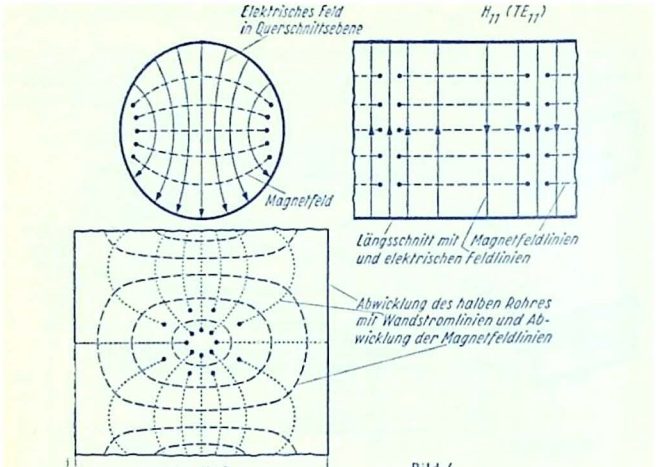


Bild 4

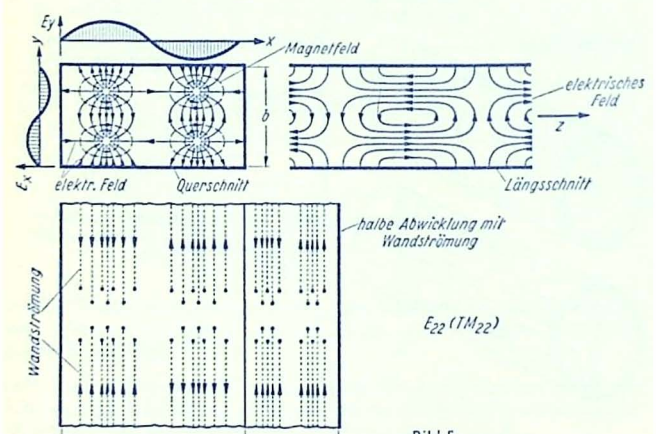


Bild 5

Bild 4 bringt den Verlauf der Felder und der Wandströmung zum H_{11}- (TE_{11}-)Typ für den Kreisquerschnitt. Das zugehörige Feldlinienbild entspricht dem des H_{10}-Typs im Rechteckquerschnitt (Bild 1). Folglich lassen sich H_{10}-Wellen des Rechteckleiters sehr

einfach in H_{11}-Wellen des runden Leiters überführen. Demgemäß wird in der Praxis für den Kreisquerschnitt vorzugsweise der H_{11}-Typ benutzt. Dieser Wellentyp hat für den Kreisquerschnitt die längste Grenzwelle.

Bild 5 gibt einen Überblick über die Zählweise beim Rechteckquerschnitt an Hand des E_{22}-(TM_{22}-)Typs.

Die Kenntnis des Verlaufs der Wandströmungen ist wesentlich für das Anbringen von Schlitzen. Strahlungsarme Schlitze, wie man sie für Sonden braucht, müssen längs der Strömung angeordnet werden (siehe z. B. ausgezogene Strömungslinie Bild 2). Dort, wo man Kopplungen wünscht, bringt man die Schlitze quer zu der Strömung an. Schlitze verwendet man außerdem, um Wellen unerwünschten Typs zu unterdrücken. Solche Schlitze müssen quer zur Wandströmung des unerwünschten Typs und dabei in Richtung der Wandströmung des erwünschten Typs verlaufen.

Arbeitsbereichsgrenzen für längste Wellen

Wie angedeutet, verwendet man in der Praxis der Hohlleitertechnik üblicherweise den H_{10}-Typ für Rechteck- und den H_{11}-Typ für Kreisquerschnitt, weil hierzu im Vergleich zu den Querschnittsmaßen die längsten anregbaren Wellen gehören.

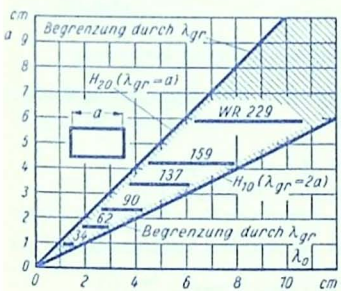


Bild 6

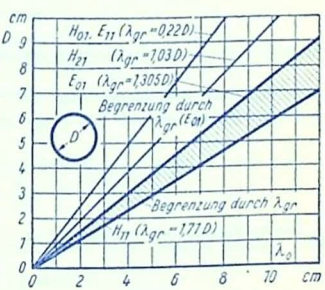


Bild 7

Für diese Wellentypen zeigen die **Bilder 6 und 7** zunächst die beiden Grenzen des dort schraffierten Arbeitsbereiches. Die eine Arbeitsbereichsgrenze ist durch die Grenzwelle λ_{gr}, mit der die Dämpfung extrem wird, gegeben. Die andere Arbeitsbereichsgrenze für längste Wellen folgt daraus, daß für weitere Schwingungstypen (also für die nächsthöheren Harmonischen) keine Möglichkeiten bestehen sollen. Die in Bild 6 eingetragenen waagerechten Striche und die an ihnen vermerkten Bezeichnungen entsprechen den amerikanischen Normen nach RMA. Das Querschnittsmaß b ist für die Ausbildung der H_{mo}-Welle im Prinzip belanglos (Auswirkung nur auf Dämpfung). Angaben über das Querschnittsmaß b fehlen daher in Bild 6. Im allgemeinen wählt man dieses Maß mit etwa 0,5 a.

Hohlleiter als Leitung

Dämpfung und Phasenkonstante

Eine Übertragungsleitung ist im allgemeinen durch die Fortpflanzungskonstante

$$\gamma = -\alpha - j\beta$$

und den Wellenwiderstand Z charakterisiert.

Wie die obenstehende Gleichung angibt, setzt sich die Fortpflanzungskonstante γ zusammen aus

α Dämpfungskonstante und

β Phasenkonstante.

Die **Dämpfungskonstante** α bedeutet eine Abnahme der übertragenen Leistung längs der Leitung. Sie setzt sich zusammen aus der **Längsdämpfungskonstante** α_I (Stromwärmeverluste in dem Leitermaterial) und aus der **Querdämpfungskonstante** α_D (Verluste im Dielektrikum). Stets ist

$$\alpha = \alpha_I + \alpha_D .$$

In Hohlrohren ist das Dielektrikum verlustfrei, also $\alpha_D = 0$ und damit $\alpha = \alpha_I$

Für Kupfer als Rohrwandmaterial und verlustfreiem Dielektrikum gilt in Dezibel je Meter für Rechteckquerschnitt und H_{10}-Typ:

$$\alpha = \alpha_I = \frac{0{,}104\,h}{b}\sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\lambda_0}}\left[1 + \frac{b}{2a}\left(\frac{\lambda_0}{a\sqrt{\varepsilon_r}}\right)^2\right]$$

sowie für Kreisquerschnitt und H_{11}-Typ:

$$\alpha = \alpha_I = \frac{0{,}104\,h}{r}\sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\lambda_0}}\left[0{,}418 + 0{,}0858\left(\frac{\lambda_0}{r\sqrt{\varepsilon_r}}\right)^2\right]$$

Dient als Rohrwandmaterial statt Kupfer ein anderer Leiter, so ist jeder dieser Ausdrücke mit einer entsprechenden Materialkonstante zu vervielfachen:

Rohrwandmaterial	Silber	Aluminium	Messing
Materialkonstante	0,97	1,33	2,1

In den beiden Formeln für α bedeuten:

a, b, r Hohlleiterquerschnittsmaße (**Bilder 1** und **2**) in cm

λ_0 Wellenlänge im freien Raum in cm

ε_r Relative Dielektrizitätskonstante im Innern des Hohlleiters

$$h = \textbf{Dehnungsfaktor} = \frac{\text{Wellenlänge im Hohlleiter}}{\text{Wellenlänge im freien Raum}} = \frac{\lambda_i}{\lambda_0} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{gr}\sqrt{\varepsilon_r}}\right)^2}}$$

λ_{gr} = Grenzwellenlänge in cm für den Hohlleiterquerschnitt.

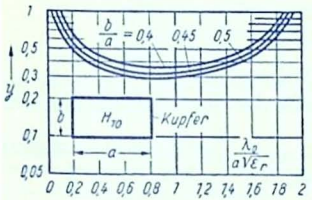


Bild 1

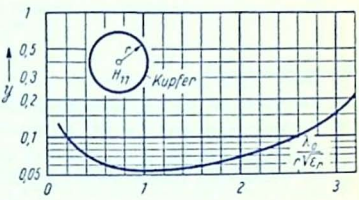


Bild 2

In den **Bildern 1** und 2 sind abhängig von dem mit linearem Maßstab dargestellten Betriebsparameter

$$\frac{\lambda_0}{a\sqrt{\varepsilon_r}} \quad \text{bzw.} \quad \frac{\lambda_0}{r\sqrt{\varepsilon_r}}$$

die Dämpfungsparameter $y = \alpha \cdot a^{3/2} \cdot \varepsilon_r^{-1/4}$ bzw. $\alpha \cdot r^{3/2} \cdot \varepsilon_r^{-1/4}$ aufgetragen. Für α in dB/m gilt deshalb

$$\alpha = \frac{y}{a^{3/2}} \cdot \varepsilon_r^{1/4} \quad \text{bzw.} \quad \alpha = \frac{y}{r^{3/2}} \cdot \varepsilon_r^{1/4}$$

Hierbei ist wie oben a in cm einzusetzen.

Die **Phasenkonstante** β ist praktisch unabhängig von der Dämpfung gegeben durch

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_i} = \frac{2\pi}{\lambda_0 \cdot h}$$

Mit den Größen α und β kann man aus den Größen am Anfang (Index 0) die Größen an der Stelle l (Index l) des Hohlrohres (l in m) wie folgt berechnen:

1. **Fortschreitende Welle,** Leitung mit Wellenwiderstand abgeschlossen:

$$\frac{U_l}{U_0} = \frac{E_l}{E_0} = \frac{H_l}{H_0} = 10^{-\frac{\alpha l}{20}}$$

$$\frac{N_l}{N_0} = \frac{U_l^2}{U_6^2} = 10^{-\frac{\alpha l}{10}}$$

$$\frac{\sphericalangle U_l}{\sphericalangle U_0} = \frac{\sphericalangle E_l}{\sphericalangle E_0} = \frac{\sphericalangle H_l}{\sphericalangle H_0} = e^{-j\,100\,\beta l}$$

2. Stehende Welle:

Abstand l^* von Maximum zu Maximum, bzw. Minimum zu Minimum in cm

$$l^* = \frac{\pi}{\beta}$$

Wellenwiderstand

Für den Wellenwiderstand gibt es beim Hohlleiter vier verschiedene Größen. Hierzu bietet der Feldwellenwiderstand Z_F die Grundlage.

Der Feldwellenwiderstand ist definiert als Quotient der elektrischen Feldkomponente E_y zur magnetischen Feldkomponente H_x. Es gilt:

Für H_{mn}-Wellen $$Z_F = \frac{E_y}{H_x} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \cdot \frac{h}{\sqrt{\varepsilon_r}} \approx 377 \frac{h}{\sqrt{\varepsilon_r}}\ [\Omega]$$

Für E_{mn}-Wellen $$Z_F = \frac{E_y}{H_x} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \cdot \frac{1}{h\sqrt{\varepsilon_r}} \approx 377 \frac{1}{h\sqrt{\varepsilon_r}}\ [\Omega]$$

Dieser Wellenwiderstand, aus dem die weiteren Wellenwiderstände durch Vervielfachen mit konstanten Faktoren hervorgehen, ist über h, nämlich den Dehnungsfaktor, wellenlängenabhängig und damit frequenzabhängig!

n der vorstehenden Beziehung bedeuten:

ε_0	absolute Dielektrizitätskonstante des leeren Raumes	$8{,}84 \cdot 10^{-12}$ F/m
μ_0	absolute Permeabilität des leeren Raumes	$1{,}256 \cdot 10^{-6}$ H/m

Die drei weiteren Wellenwiderstände, die sich aus dem Feldwellenwiderstand errechnen lassen, sind auf Leistung N, Strom I und Spannung U gegründet:

$$Z_{NU} = \frac{U^2}{N} \qquad Z_{NI} = \frac{N}{I^2} \qquad Z_{UI} = \frac{U}{I}$$

Für H_{mn}-Wellen gilt zum Rechteckquerschnitt (a, b):

$$Z_{NU} = 2 \cdot \frac{b}{a} \cdot Z_F \qquad Z_{NI} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{b}{a} \cdot Z_F \qquad Z_{UI} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{b}{a} \cdot Z_F$$

Für dieselben Wellen ergibt sich zum Kreisquerschnitt

$$Z_{UI} = \frac{\pi}{2} \cdot Z_F$$

Hohlleiter-Verbindungselemente

Übersicht

Die einfachsten Hohlleiter-Verbindungselemente sind:

Verbindungskupplungen (Kontaktkupplungen und Drosselkupplungen)
Drehkupplungen
Winkelstücke (Krümmer der E-Ebene oder H-Ebene)
Polarisationsdreher und
T-Stücke

Stets gilt für eine höchstzulässige Fehlanpassung nur ein begrenztes Frequenzband, da alle diese Elemente frequenzabhängige Eigenschaften haben.

Verbindungskupplungen

Kontaktkupplungen sind Verbindungsstellen, bei denen die sich berührenden Kontaktflächen Stromquerschnitte darstellen. Es handelt sich dabei um Kupplungen, wie sie für tiefere Frequenzen in Form von Steckverbindungen ausgeführt werden. Für Hohlleiter kann man solche Kupplungen an sich ebenfalls verwenden. Diese müssen jedoch hierfür sehr genau ausgeführte Kontaktflächen aufweisen.

Unter **Drosselkupplungen** oder **$\lambda/2$-Verbindungen** versteht man Verbindungsstellen, bei denen die Kontaktflächen in einen Stromknoten verlegt sind. Das erreicht man mit einem „Sack" von der Tiefe einer halben Wellenlänge längs des gesamten Umfanges der Verbindungsstelle, wobei die Kontaktflächen im Prinzip ein Viertel einer Wellenlänge von der Hohlleiter-Innenwand entfernt sind.

Aus Herstellungsgründen bildet man solche Kupplungen auch für Hohlleiter mit Rechteckquerschnitt rotationssymmetrisch aus (**Bild 1**).

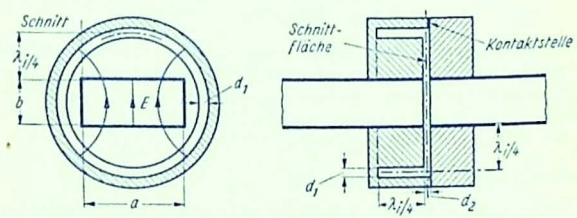


Bild 1

Drosselkupplungen geben gleich störungsarme Verbindungen wie Kontaktkupplungen mit einem wesentlich geringeren Grad der mechanischen Genauigkeit. In dem Drosselkanal könnten störende Umfangswellen zustande kommen. Man muß also darauf achten, daß die dafür geltende Grenzwelle

$$\lambda_{grStör} = \frac{\text{mittlerer Umfang}}{\text{erster Index der } H\text{-Welle}}$$

nicht in den Betriebswellenbereich fällt.

Der Stromknoten fällt natürlich nur unter der Voraussetzung auf die Kontaktflächen, wenn die Wellenlänge und damit ihre Frequenz die Sollwerte haben. Abweichungen ergeben Fehlanpassungen (Stehwellenanteile).

Für gegebene Abmessungen und ein gegebenes Wellenband läßt sich die Fehlanpassung mit den Bezeichnungen von Bild 1 und der Wellenlängenabweichung $\Delta\lambda$ wie folgt errechnen:

$$m \approx 1 + 2\left(\frac{d_2}{b}\right) \cdot \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Delta\lambda}{\lambda}\right) \cdot \left(1 + \frac{d_2}{d_1}\right)$$

Drehkupplungen

Solche Kupplungen verbinden feststehende Hohlleiterabschnitte mit gegen diese verdrehbaren oder (meistens) rotierenden Hohlleiterstücken. Als Verbindungselement dient hierfür ein Stück einer Hohlleitung mit Kreisquerschnitt. In diesem Stück wird durch Wahl des Durchmessers D ein solcher Schwingungstyp (z. B. E_{01}, $\lambda_{gr} = 2{,}61\ D$) erzwungen, der zirkular polarisiert ist. Damit erreicht man eine winkelunabhängige Feldverteilung

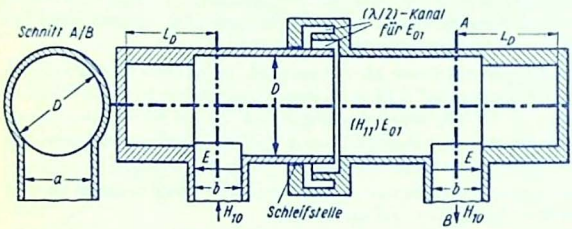


Bild 2

in der Querschnittsebene. Bei Anschluß des ankommenden und abgehenden Hohlleiters, der auch Rechteckquerschnitt haben kann, ist an den Verbindungsstellen für gute Anpassung und für Unterdrückung störender Schwingmoden (H_{11}) etwa durch passende Wahl der Länge L_D zu sorgen. **Bild 2** veranschaulicht eine Drehkupplung zwischen zwei Hohlleitern mit Rechteck-Querschnitt für H_{10}-Welle.

Winkelstücke (Krümmer, Leitungswinkel)

Bei Richtungsänderungen können durch Feldverzerrungen Störmoden entstehen, und zwar insbesondere in Hohlleitern mit Kreisquerschnitt. Störmoden beseitigt man hier durch Winkelstücke, die sich dem gewünschten Querschnittsfeld anpassen und andere Schwingmoden stören. Das Biegen für die **E-Winkel** geschieht in Richtung des elektrischen Feldes, z. B. über die Breitseite a des Rechteckquerschnitts. Bei Biegung transversal zum elektrischen Feld bekommt man einen **H-Winkel.**

Gute Anpassung wird mit doppelt geknickten Winkeln erreicht, wobei die Knicklänge (L_E bzw. L_H, **Bilder 3** und 4), etwa (0,28 ... 0,3) λ_i betragen soll (λ_i siehe Seite 88). Anpassungsfehler kompensiert man durch Blenden an den Knickstellen oder durch Abstimmschrauben in der Knickwegmitte.

Polarisationsdreher

Polarisationsdreher sind Zwischenstücke zwischen Rechteck-Hohlleitern, deren Querschnittsachsenrichtungen nicht übereinstimmen. Ein solcher Polarisationsdreher besteht in einem verwundenen Leitungsstück (**Bild 5**). Mechanische Deformationen des Querschnittes müssen beim Verwinden vermieden werden.

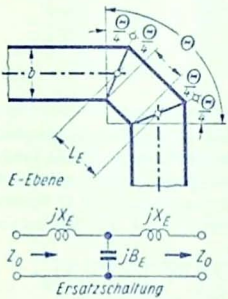


Bild 3

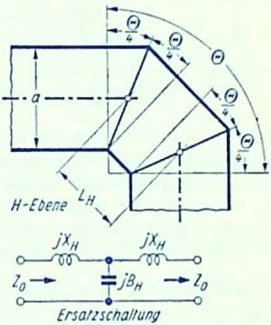


Bild 4

Auch für Hohlleiter mit Kreisquerschnitt kommen gelegentlich Polarisationsdreher in Betracht. Dafür verwendet man (**Bild 6**) eine verwundene, **getaperte** (siehe Bild 6) und mit der Außenwand gut leitend verbundene Metallfolie. Die Verwindungslänge L_w soll ein ganzzahliges Vielfaches von $\lambda_i/2$ betragen. Das Zweifache oder Dreifache von $\lambda_i/2$ genügt im allgemeinen.

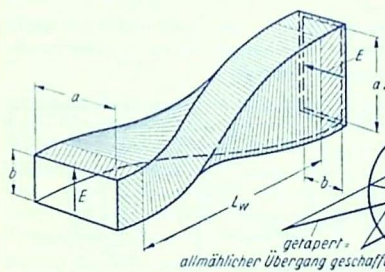


Bild 5

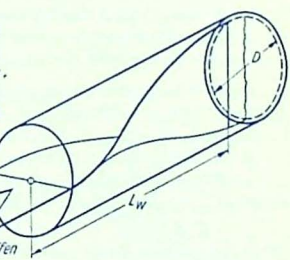


Bild 6

Abzweigungen (Verzweigungen)

Verzweigungen werden über T-Stücke vorgenommen. Entsprechend den Winkeln oder Krümmern führt man die T-Stücke in der E-Ebene (als **Serienverzweigung**) und in der H-Ebene (als **Parallelverzweigung**) aus (**Bilder 7 ... 11**). An Hand der zugehörigen

Ersatzschaltbilder (Bilder 7 und 8) lassen sich die T-Stücke mit Rücksicht auf den Verwendungszweck auswählen.

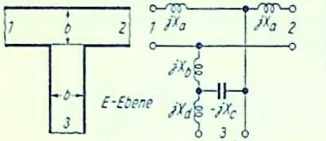


Bild 7

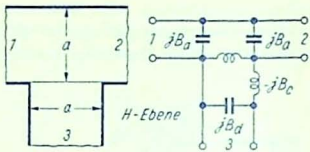


Bild 8

In Bild 9 wird bei 3 eingespeist. Damit ergeben sich an den Ausgängen (1 und 2) gegenphasige elektrische Felder. Speist man hingegen gemäß Bild 10 bei 1 und 2 gleichphasig und mit gleicher Amplitude ein, so heben sich die elektrischen Felder im Zweig 3 auf. Ein T-Stück nach Bild 8 und 11 wird vielfach mit einem solchen nach Bild 9 bzw. 10 kombiniert. So erhält man das **„Magic-T"**. In ihm nutzt man den für Bild 10 beschriebenen Effekt aus und erhält eine Entkopplung zwischen dem Zweig 3 des T-Stückes nach

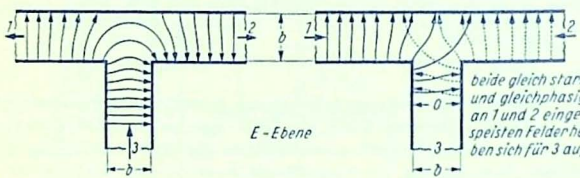


Bild 9

Bild 10

Bild 10 und dem Zweig 3 des T-Stückes nach Bild 11. Derartige Bauelemente benutzt man in Brückenschaltungen und Mischstufen. Verwendet man sie als Impedanzwandler, so werden die Zweige 3 mit Kurzschlußschiebern versehen.

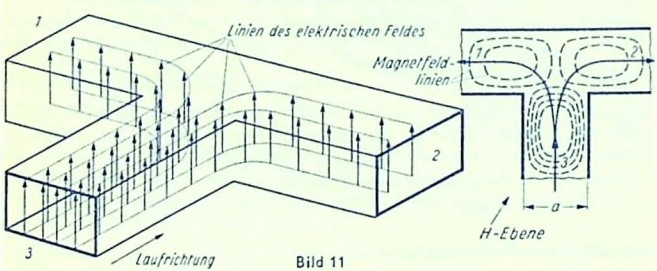


Bild 11

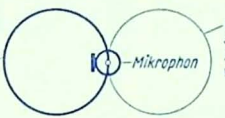
In Bild 11 wurden links sämtliche elektrischen Feldlinien gleichgerichtet eingetragen, weil sich die Funktion so besser überblicken läßt.

Prinzip und Norm der Stereo-Schallplatte

Aufnahme

Zur stereophonen Wiedergabe genügen zwei Übertragungskanäle. Dazu werden zwei Mikrophone benötigt. Hierfür verwendet man gekreuzte, dicht übereinander angeordnete Richtmikrophone, z. B. **Achtermikrophone (Bild 1).**

Bild 1



Die Aufnahme geschieht mit den zwei Mikrophonen entweder nach dem **XY-Verfahren (Bild 2)** oder nach dem **MS-(Mitte-Seite)-Verfahren (Bild 3).** (In Bild 2 und Bild 3 trifft die Richtung I auf die Mitte des Orchesters oder der Szene.)

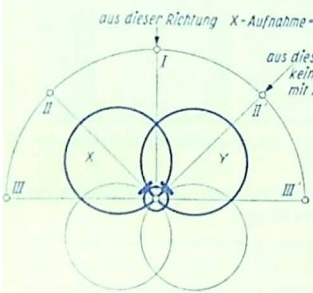


Bild 2

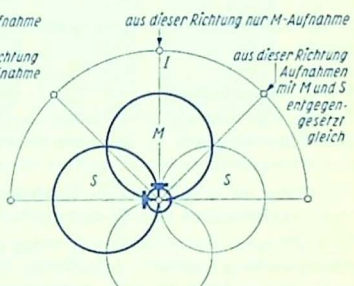


Bild 3

Die zwei Mikrophone sind meistens dicht übereinander angeordnet. Dabei verzichtet man auf ein Ausnutzen von Laufzeitunterschieden und arbeitet mit reiner **Intensitäts-Stereophonie.** Das bedeutet Stereophonie, für die ausschließlich Intensitätsunterschiede in den Kanälen X und Y ausgenutzt werden. Der Verzicht auf Laufzeitunterschiede ist im Hinblick auf die **Kompatibilität** der Stereo-Schallplatten vorteilhaft: Intensitäts-Stereophonie eröffnet die Möglichkeit, Stereo-Schallplatten über für Seitenschrift eingerichtete Einkanal-Plattenspieler wiederzugeben.

Die nach dem XY-Verfahren bzw. nach dem MS-Verfahren gewonnenen Aufnahmen lassen sich ineinander überführen: Durch Summen- und Differenzbildung **folgt** aus einer XY-Aufnahme (Bild 2) das, was man mit dem MS-Verfahren unmittelbar erhält **(Bild 4)** und umgekehrt aus einer MS-Aufnahme (Bild 3) das, was einer XY-Aufnahme **(Bild 5)** genau entspricht.

Gleichgültig, ob nach Bild 2 oder nach Bild 3 aufgenommen wird, arbeitet man in der Schallplattentechnik so, daß der eine Kanal der X-Aufnahme und der andere Kanal der

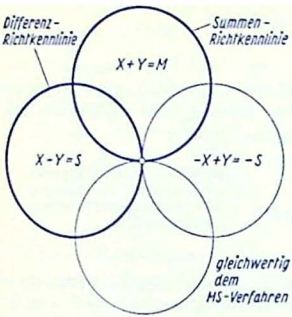


Bild 4

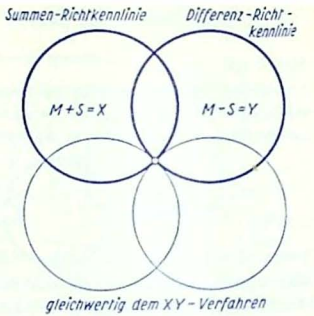


Bild 5

Y-Aufnahme zugeordnet ist (also gemäß Bild 2 unmittelbar oder gemäß Bild 3 in Verbindung mit Bild 5).

Schallrillenmodulation

Die Schallrille wird mit beiden Modulationen versehen, zu jeder Modulation (X bzw. Y) gehört eine der beiden um 45° gegen die Plattenoberfläche geneigten Bewegungsrichtungen des Stichels und folglich auch der Abtastnadel.

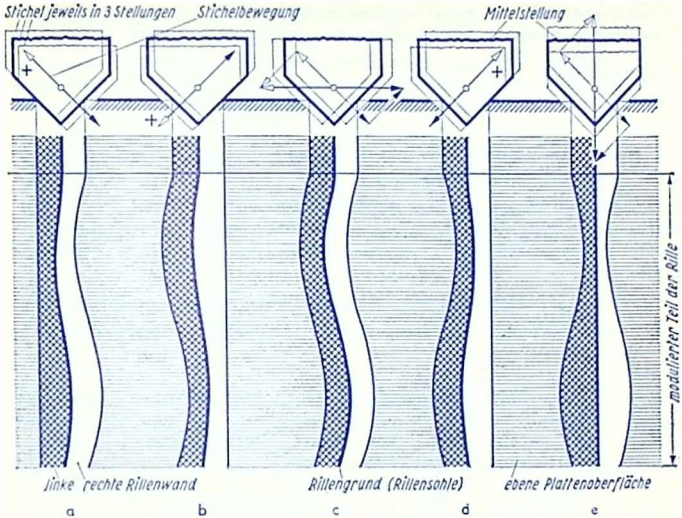
Der Winkel von 45° gilt nicht nur für die Bewegungsrichtungen des Stichels und der Nadel, sondern ebenso auch für die Seitenflanken des Stichels.

Beim alleinigen Schallaufzeichnen für einen der beiden Kanäle bewegt sich somit der Stichel parallel zu einer seiner Seitenflanken. Daraus folgt: Stichelbewegungen zur Aufzeichnung von Schall für einen Kanal allein belassen die eine der zwei Rillenkanten gerade **(Bilder 6a** und **b).**

In den Bildern 6a und b sind die Vorzeichen der Stichelbewegungen einander derart zugeordnet, wie das dort durch die Pfeilspitzen und Pluszeichen angedeutet ist. Bei Schalleinstrahlung genau von vorn (Richtung I in Bild 2) gehört hier im selben Augenblick zum einen Kanal die Stichelbewegung schräg nach oben und zum anderen Kanal schräg nach unten.

Bei Schalleinstrahlung genau von vorn werden beide Kanäle völlig gleich beeinflußt. Der Stichel führt hierzu die Summe der Bewegungen von Bild 6a und 6b aus. So ergibt sich der Fall von **Bild 6c:** Die resultierende Stichelbewegung erfolgt daher in der Waagerechten. Die senkrechten Komponenten haben entgegengesetzte Vorzeichen. Sie heben sich gegenseitig auf. Ebenso wie bei der üblichen Einkanal-Aufzeichnung entsteht folglich mit den gewählten Vorzeichen der Bewegungsrichtungen für Schalleinstrahlung genau von vorn reine Seitenschrift.

Bei Schalleinstrahlung aus der Querrichtung (III bzw. III' in Bild 2) sind die Vorzeichen der zwei Modulationen einander entgegengesetzt (siehe Bilder 1 und 2). Dazu gehört die Summe der Stichelbewegungen gemäß **Bild 6a** und **6d,** wobei d aus b durch Vorzeichenumkehr hervorgegangen ist. Die resultierende Stichelbewegung erfolgt hier in senkrechter



Bilder 6 a ... e

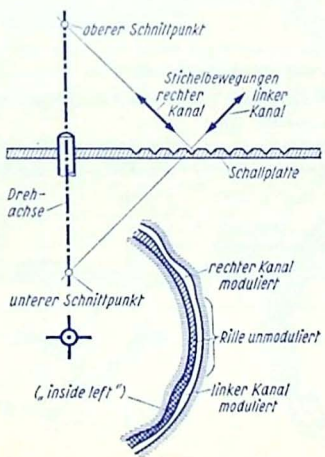


Bild 7

Bild 8

Richtung. Die waagerechten Komponenten sind entgegengesetzt gleich. Das ergibt für sie die Summe Null. Damit entsteht eine reine Tiefenschrift **(Bild 6e)**.

Kanal-Zuordnung

Rechter und linker Kanal gelten für rechten und linken Lautsprecher vom Zuhörer aus gesehen.

Beim Schneiden der modulierten Rille sind die Richtungen der Stichelbewegungen beiden Kanälen folgendermaßen zugeordnet **(Bild 7)**:

Die Richtung der Stichelbewegung zur Modulation des linken Kanals überkreuzt die Verlängerung der Plattenteller-Drehachse unterhalb des Plattentellers. Für die Richtung der Stichelbewegung zur Modulation des rechten Kanals liegt die Überkreuzung oberhalb des Plattentellers.

Bild 8 zeigt den Grundriß zu Bild 7 mit den beiden Modulationen für die zwei Kanäle. **„inside left"** besagt: Die an der Rillen-Innenflanke sich zeigende Modulation ist dem linken Kanal zugeordnet.

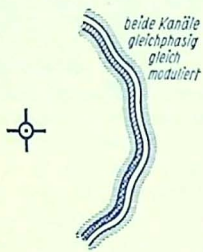


Bild 9

Bild 9a

Seitenschrift, Tiefenschrift und elliptische Schrift

Die Vorzeichen der zu den Modulationen gehörenden Bewegungen des Schneidstichels bzw. der Abtastnadel sind so gewählt, daß

einander gleiche, **gleichphasige** Signale reine **Seitenschrift (Bilder 9 u. 6c)**
einander gleiche, **gegenphasige** Signale reine **Tiefenschrift (Bilder 10 u. 6e)**
ergeben.

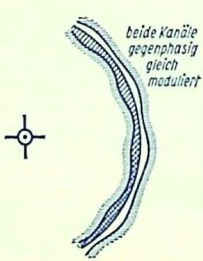


Bild 10

Bild 10a

Zu beliebigen Signalen gehören Nadelbewegungen aller Richtungen **(Bild 11)**. Damit erhält man für gleiche Aussteuerung von Summe und Differenz als **Arbeitsfläche** des Nadelkuppen-Mittelpunktes einen Kreis. Das heißt: Der Nadelkuppen-Mittelpunkt kann innerhalb des Kreises augenblicksweise jede Stellung einnehmen. Diese Arbeitsfläche gilt für schwache Signale und damit für kleine Auslenkungen durchweg.

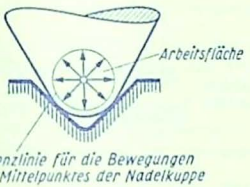


Bild 11

Bild 12

Große Auslenkungen schwächt man hinsichtlich der Differenz der Signale, also gemäß Bild 6e für die Tiefenschrift ab. Damit ergibt sich für große Auslenkungen des Schneidstichels und folglich auch für die der Nadel als Arbeitsfläche an Stelle eines Kreises eine Ellipse, deren senkrechte Achse kleiner ist als deren waagerechte Achse **(Bild 12, elliptische Schrift)**.

Große Auslenkungen kommen fast nur für Schallanteile mit tiefen Frequenzen in Frage. Das Abschwächen der Tiefenschrift ist zulässig, weil die Schallanteile mit niedrigen Frequenzen zum stereophonen Eindruck nichts beitragen und sich das Abschwächen ohnehin nur auf kurze Zeitspannen beschränkt.

Man schwächt die Tiefenschrift für große Auslenkungen ab. Damit vermindert man die durch die Tiefenschrift bedingten Rillenverbreiterungen und kann demzufolge die Rillenfläche besser ausnutzen, was zu längerer Spieldauer je Plattenseite führt.

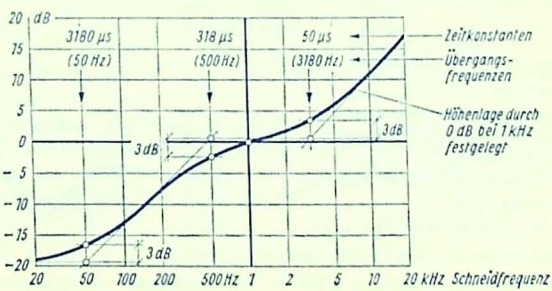


Bild 13

Der Schneidfrequenzgang

Dieser entspricht grundsätzlich dem der Einkanalplatten gemäß DIN 45533/36/37 **(Bild 13)**. Für das Abschwächen der Tiefenauslenkung gibt es keine Variante des Schneidfrequenzganges, weil dieses Abschwächen primär nicht mit der Frequenz, sondern mit der Tiefenauslenkung zusammenhängt.

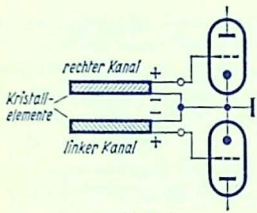


Bild 14

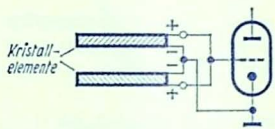


Bild 15

Schaltungen der Abtastsysteme (der Tonabnehmersysteme)

Mit Stereo-Schallplattenabtastern lassen sich auch in Seitenschrift geschriebene Einkanal-Schallplatten (Bild 9) abspielen. Dabei ist die Wiedergabe sogar besser als bei Verwendung von Einkanal-Schallplattenabtastern. Die bei Einkanal-Seitenschriftplatten mit dem Klemmeffekt zusammenhängende Schwankung der Höhenlage der Abtastnadel-Kuppe kann hierbei nicht auf die Wiedergabe einwirken. Die beiden Systeme des Stereoabtasters müssen für Einkanalwiedergabe parallelgeschaltet werden. Also: Schaltung für Stereowiedergabe **Bild 14**, für Einkanalwiedergabe **Bild 15**.

Die Kanäle bzw. die Abtaster-Systeme (siehe Bild 14) sind so gekennzeichnet:

	Rechts		Links			
Zahl der Anschlüsse	heißes Ende	kaltes Ende	heißes Ende	kaltes Ende	kaltes Ende	Abschirmung
3	rot	–	weiß	–	schwarz	–
4	rot	grün	weiß	blau	—	–
5	rot	grün	weiß	blau	—	schwarz

Zahlenwerte zu Rille und Nadel (Bild 16)

Minimale Rillenbreite	40 µ
Rillengrund-Abrundungshalbmesser	5 µ
Nadelkuppen-Abrundungshalbmesser	15 µ
Auflagekraft (zunächst)	6 ... 7 p
Aufzeichnungsrichtungen zu XY-Aufnahme	±45°
Rillen-Öffnungswinkel	90°
Schnelle für Vollaussteuerung bei 1 kHz	8 cm/s

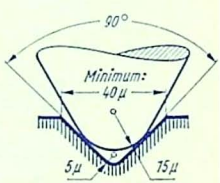


Bild 16

Übersprechdämpfung zwischen beiden Kanälen > 26 dB.

Um diese Übersprechdämpfung zu erreichen, muß der Abtaster zur Plattenoberfläche genau senkrecht ausgerichtet sein.

Magnetbandgeräte, Begriffserklärung und Klassen

Magnetbandgeräte dienen dazu, Schall magnetisch auf Magnettonband zu speichern bzw. von solchem Band in Form elektrischer Spannungen abzunehmen. Während die meisten dieser Geräte sowohl Schallaufnahme wie Schallwiedergabe gestatten, gibt es also auch Geräte, die lediglich Wiedergabe ermöglichen.

Für die Schallaufnahme ist eine dem zu speichernden Schall entsprechende, z. B. aus einem Mikrophon, Empfänger oder Abtaster stammende Steuerspannung notwendig.

Einige Magnetbandgeräte sind für unmittelbare Schallwiedergabe gebaut und demgemäß mit Endverstärker sowie mit Lautsprecher ausgerüstet. Andere Geräte müssen für Wiedergabe hiermit ergänzt werden.

Für Spezialgeräte, z. B. für reine Diktiergeräte, wird als Schallspeicher vielfach ebenfalls das übliche Magnettonband benutzt. Da diese Geräte in Arbeitsweise, Bandgeschwindigkeit, Frequenzgang, Bandspulen usw. nicht immer den universeller verwendbaren Magnetbandgeräten entsprechen, sind sie in der nachstehenden Klasseneinteilung nicht berücksichtigt.

Die Laufwerke sind entweder nur für eine Bandgeschwindigkeit gebaut oder auf jeweils eine von zwei bzw. drei Bandgeschwindigkeiten umschaltbar. Man hat die Bandgeschwindigkeiten genormt und sie der Klasseneinteilung der Geräte gemäß DIN 45 511 zugrunde gelegt:

Klasse	Bandgeschwindigkeit		Bemerkungen
	cm/s	Zoll/s	
76	76,2	30	historisch, früher für Studiogeräte
38	38,1	15	heute ausschließlich für Studiogeräte
19	19,05	7,5	für Heimgeräte bei höchsten Ansprüchen und für Studiogeräte
9	9,53	3,75	für Heimgeräte bei hohen Ansprüchen
5	<9,53	<3,75	z. Z. nur 4,76 cm/s, und zwar für normale Heimgeräte.

Für diese Klassen sind höchstzulässige Werte der **Geschwindigkeitsabweichungen** (mittlere Geschwindigkeit gegen die Sollgeschwindigkeit) und der kurzzeitigen Schwankungen gegen die mittlere Geschwindigkeit (**Geschwindigkeitsschwankungen** mit Schwankungsfrequenz über 0,1 Hz) festgelegt:

Klasse	76	38	19	9
Geschwindigkeitsabweichung %	± 0,2	± 0,3	± 0,8	± 2
Geschwindigkeitsschwankung %	± 0,2	± 0,3	± 0,3	± 0,5

Entzerrung bei Magnetton-Aufnahme und -Wiedergabe

Frequenzgang bei fehlender Entzerrung

Speist man den Sprechkopf bei der Aufnahme, wozu man zusätzlich Hf-Vormagnetisierungsstrom verwendet, mit Sprechstrom steigender Frequenz, so ergibt sich für konstanten, d. h. frequenzunabhängigen Wert des Sprechstromes ohne Entzerrung bei der Wiedergabe im Hörkopf eine starke Frequenzabhängigkeit der Spannung (**Bild 1**). Der

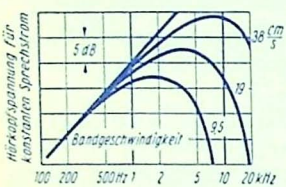


Bild 1

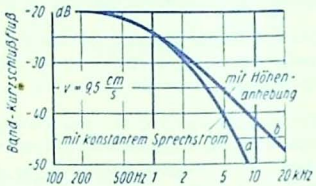


Bild 2

Anstieg ist bestimmt durch die Änderungsgeschwindigkeit des Magnetfeldes. Die Änderungsgeschwindigkeit wächst proportional der Frequenz (ω-Gang, **Omega-Gang**). Die Hörkopfspannung nimmt linear mit der Magnetfeldänderungsgeschwindigkeit zu. Von entscheidendem Einfluß ist außerdem die auf dem Band zustandekommende **Aufzeichnungswellenlänge (Bandwellenlänge λ)**, die durch die Frequenz f des aufgezeichneten Tones und durch die Bandgeschwindigkeit v bestimmt wird:

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

Ein Entzerren solcher Frequenzgänge erfordert Tiefen- und Höhenanhebung. Das Anheben wird zu einem Teil im Aufnahme- und zum andern Teil im Wiedergabeverstärker vorgenommen. Die Art der Aufteilung ist im Interesse einer Austauschbarkeit der Bandaufnahmen genormt.

Normen für den Frequenzgang des Bandflusses

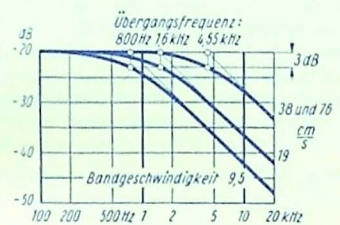
Unter dem Bandfluß ist der Band-Kurzschlußfluß zu verstehen (siehe Seite 113).

Für das Absinken des Bandflusses im Bereich höherer Frequenzen ist vor allem die beim Aufsprechen sich ergebende Selbst-Entmagnetisierung des Bandes verantwortlich. Während diese Selbst-Entmagnetisierung für tiefere Frequenzen (größere Bandwellenlängen λ) der Tonaufzeichnung geringfügig ist, gewinnt sie mit zunehmender Frequenz, d. h. mit abnehmender Bandwellenlänge, wachsenden Einfluß. In **Bild 2** zeigt dies die Kennlinie a für die Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s. Die Tatsache, daß die zu erwartenden Schalldruckamplituden mit steigender Frequenz der aufzunehmenden Schallvorgänge absinken, erlaubt ein gewisses Anheben der Höhen im Aufsprechstrom. Das nutzt man aus

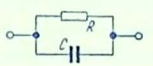
und erreicht so z. B. für 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit an Stelle der Kennlinie *a* die Kennlinie *b* von Bild 2.

Auf dieser Grundlage wurden die Bandfluß-Frequenzgänge für die einzelnen Bandgeschwindigkeiten genormt (Kennlinien in Bild 3). Jede dieser Kennlinien entspricht dem Frequenzgang der Impedanz Z einer Parallelschaltung eines Kondensators der Kapazität C mit einem frequenzunabhängigen Wirkwiderstand R, wobei als Maß der Impedanz deren Verhältnis zu dem Widerstand R gewählt wird.

Die in dem **Bild 3** dargestellten Frequenzgänge des Bandflusses und die sie charakterisierenden **Zeitkonstanten** sind, entsprechend den Internationalen Empfehlungen (CCIR und IEC), in DIN 45 513 niedergelegt. Die amerikanische NARTB-Norm sieht, abweichend hiervon, für 19 und 38 cm/s als Zeitkonstante 50 µs vor, was bei 19 cm/s Vorteile in bezug auf abgeschwächte Wiedergabe des Band- und Verstärkerrauschens bringt. Aus dem gleichen Grunde sind z. B. das TELEFUNKEN-Heimgerät Magnetophon KL 65 und alle folgenden TELEFUNKEN-Heimgeräte bei 9,5 cm/s sogar nach 100 µs entzerrt.



Bandgeschwindigkeit	9,5	19	38/76 cm/s
Übergangsfr. $f_{ü}$	800 Hz	1,6 kHz	4,55 kHz
$\omega_{ü}$	$5 \cdot 10^3 \frac{1}{s}$	$10 \cdot 10^3 \frac{1}{s}$	$28{,}6 \cdot 10^3 \frac{1}{s}$
Zeitkonstante τ	200 µs	100 µs	35 µs
Abfall bei 10 kHz	22 dB	16 dB	7 dB



$\tau = C \cdot R$

Bild 3

Mit τ = Zeitkonstante = $C \cdot R$ und ω = jeweilige Kreisfrequenz gilt:

$$\frac{Z}{R} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}$$

Die Zeitkonstante τ bestimmt die manchmal an ihrer Stelle genannte **Übergangsfrequenz** $f_{ü}$ bzw. die zugehörige Kreisfrequenz $\omega_{ü}$:

$$f_{ü} = \frac{1}{2\pi\tau} \quad \text{oder} \quad \omega_{ü} = \frac{1}{\tau}$$

Urspannung des Wiedergabekopfes für normgemäßen Bandfluß

Beim Abspielen eines Bandes mit frequenzunabhängigem Bandfluß würde im Hörkopf gemäß dem Induktionsgesetz eine proportional der Frequenz ansteigende Spannung induziert (ω-Gang, Kennlinie *a* in **Bild 4**).

Bei tiefen Frequenzen ist gemäß Bild 3 der Bandfluß tatsächlich frequenzunabhängig. Damit der Kurzschlußfluß voll zustande kommen kann, muß das Band den Wiedergabekopf zu beiden Seiten des Spaltes auf eine Länge umschließen, die wenigstens einem

Viertel der Bandwellenlänge gleichkommt. Diese Voraussetzung läßt sich insbesondere für die geringen Bandgeschwindigkeiten leicht erfüllen, weshalb hierauf nicht weiter eingegangen zu werden braucht.

Mit steigender Frequenz wird der Bandfluß geringer (Bild 3). Damit weicht der Frequenzgang der **Hörkopfspannung** von dem ω-Gang in gleichem Maße ab: In Bild 4 ist der Abfall der Kennlinie b („Urspannungskurve des idealen Hörkopfes") gegenüber dem ω-Gang (Kennlinie a in Bild 4) ebensogroß wie der Abfall der Kennlinie für 9,5 cm/s in Bild 3 (z. B. bei 2 kHz beide Male 8,5 dB).

Der **ideale Hörkopf** hat keine Eisenverluste und eine vernachlässigbar kleine Spaltbreite.

Der **tatsächliche Hörkopf** weist Eisenverluste auf. Sie bedingen einen Abfall der Hörkopfspannung für hohe Frequenzen (Kurve c in Bild 4). Dieser Abfall ist unabhängig von der Bandgeschwindigkeit. Er beträgt für 10 kHz bei üblichen Köpfen bis 3 dB.

Ein weiterer Abfall wird durch die Spaltbreite des Hörkopfes verursacht: Nähert sich die Breite s des Hörkopfspaltes der Größenordnung der aufgezeichneten Bandwellenlänge λ, so sinkt die induzierte Spannung gemäß der **Spaltfunktion S (Bild 5)**.

Wir übernehmen aus Bild 5 die Werte der Spaltfunktion z. B. für einen 6-µ-Spalt und tragen sie in Bild 4 von der Kennlinie c aus ab. Damit erhalten wir den Frequenzgang, den der Hörkopf mit diesem Spalt beim Abtasten eines nach der 200-µs-Kurve magnetisierten Bandes liefert (Kennlinie für 9,5 cm/s in Bild 3 und Kennlinie d in Bild 4).

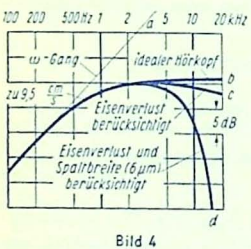


Bild 4

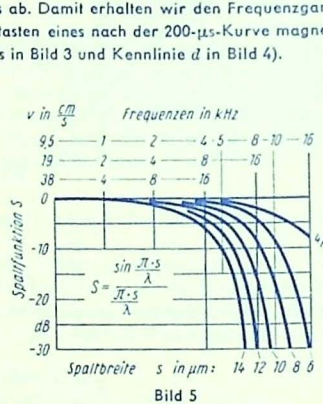


Bild 5

Entzerren im Wiedergabeverstärker

Man gibt dem Wiedergabeverstärker einen Frequenzgang, der spiegelbildlich zum Hörkopffrequenzgang verläuft **(Bild 6)**. Damit erhält man am Ausgang des Wiedergabeverstärkers den gewünschten geradlinigen Frequenzgang. Oberhalb des Übertragungsbereiches läßt man die Verstärkung abfallen, um das Verstärker- und Bandrauschen zu begrenzen. Der Wiedergabefrequenzgang (Bild 6) läßt sich mit Hilfe der DIN-Bezugsbänder (siehe Seite 113) einstellen.

Einstellen des Aufsprechverstärker-Frequenzganges

Nach Abgleich des Wiedergabeverstärkers nimmt man den „Über-Alles"-Frequenzgang auf. Damit prüft man, ob der Aufsprechverstärker auf dem Band den normgemäßen Bandflußfrequenzgang erzeugt.

Die Höhenanhebung des Aufsprechverstärkers wird so eingestellt, daß der „Über-Alles"-Frequenzgang waagerecht verläuft. Wie im praktischen Betrieb ist dazu eine für die jeweilige Bandgeschwindigkeit geeignete Bandsorte (siehe Seite 116) zu verwenden und der Einfluß der Hochfrequenz-Vormagnetisierung zu berücksichtigen (siehe Seite 112).

Frequenzgang und Aussteuerung

Bei der Aufnahme des Frequenzganges hat man zu beachten: Infolge der Aufsprech-Höhenanhebung würde das Band bei hohen Frequenzen übersteuert, wenn man mit der für tiefe Frequenzen zulässigen vollen Bandaussteuerung arbeitete. Der Frequenzgang ist daher gemäß DIN 45 511 mit einer Bandaussteuerung zu messen, die um 20 dB unter dem Bezugspegel liegt (siehe Seite 113).

Bei Heimtonbandgeräten liegt die volle Bandaussteuerung einige dB über dem DIN-Bezugspegel. Deshalb ist z. B. bei TELEFUNKEN-Heimgeräten der Frequenzgang grundsätzlich sogar 26 dB unter der vollen Aussteuerung zu messen. Stärkere Aussteuerung würde sich im Bereich der hohen Frequenzen wegen der hierbei auftretenden Bandübersteuerung kaum auswirken. So ergäbe sich ein vermeintlich schlechter Frequenzgang.

Aufnahmen von Sprache und Musik dürfen hingegen voll ausgesteuert werden, da hierin die hohen Frequenzen nur entsprechend schwächer vertreten sind.

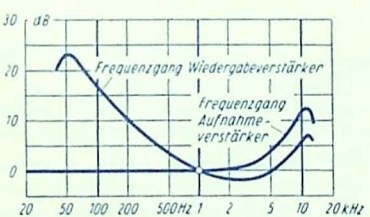


Bild 6

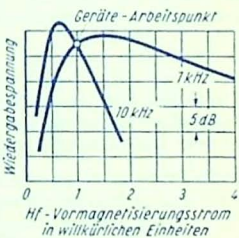


Bild 7

Einfluß der Hochfrequenz-Vormagnetisierung

Der Wert des Hf-Vormagnetisierungsstromes beeinflußt den Aufzeichnungsvorgang wesentlich: Neigung und Krümmungen der magnetischen Arbeitskennlinie des Bandes hängen von der Vormagnetisierung ab. **Bild 7** zeigt die Empfindlichkeit eines Bandes, ausgedrückt durch die Hörkopfspannung zu konstantem Sprechstrom, als Funktion der Vor-

magnetisierung. Die Empfindlichkeit durchläuft ein Maximum, das jedoch für verschiedene Tonfrequenzen bei unterschiedlichen Hf-Strömen liegt. Daraus folgt: Der Frequenzgang eines Magnetbandgerätes hängt stark von der Vormagnetisierung ab (Bild 8).

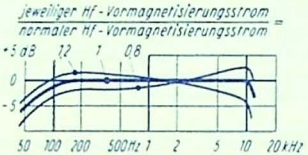


Bild 8

Der zu einer gegebenen Bandaussteuerung gehörende Klirrgrad wird von der Vormagnetisierung ebenfalls beeinflußt. Um einen hohen Pegel aufzeichnen zu können, macht man die Vormagnetisierung möglichst stark. Gemäß **Bild 9** nimmt nämlich der Klirrgrad bei einem gegebenen Pegel mit wachsender Vormagnetisierung ab. Jedoch verschlechtert man damit gemäß Bild 8 den Frequenzgang. Das gleicht man durch Vergrößern der Aufsprech-Höhenanhebung aus. Diese Höhenanhebung kann man mit Rücksicht auf den Amplitudenabfall, wie er im Bereich der hohen Frequenzen bei natürlichen Schallvorgängen zu erwarten ist, recht weit treiben. Das nutzt man insbesondere für niedrige Bandgeschwindigkeiten aus (z. B. zu 9,5 cm/s und 10 kHz 16 dB). Dazu wählt man den Hf-Strom so hoch, daß man gerade den normgemäßen Bandflußfrequenzgang auf dem Band erreicht (Bild 3). Der Einfluß der Vormagnetisierung ist bei verschiedenen Bandfabrikaten bzw. Bandtypen etwas unterschiedlich.

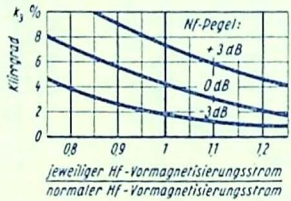


Bild 9

Bei höheren Bandgeschwindigkeiten treten im Prinzip die gleichen Erscheinungen auf, wie sie hier beispielsweise für 9,5 cm/s gezeigt wurden. Wegen der bei höheren Bandgeschwindigkeiten größer ausfallenden Wellenlängen der Tonaufzeichnung (Bandwellenlängen) sind jedoch die Auswirkungen geringer.

DIN-Bezugsbänder für Magnetbandgeräte

Zum Einmessen von Magnetbandgeräten dienen Bezugsbänder nach DIN 45 513. Sie sind für die genormten Geräteklassen 9, 19, 38 und 76 erhältlich. Ein solches Bezugsband umfaßt vier Abschnitte: Pegelton, Aufzeichnung zum Einstellen des Spaltes, Frequenzgang und Leerteil. Die ersten drei Abschnitte gestatten das Einmessen hinsichtlich der Wiedergabe. Sie sind durch **Bild 1** veranschaulicht. Im nachfolgenden Text werden die drei ersten Abschnitte im einzelnen behandelt.

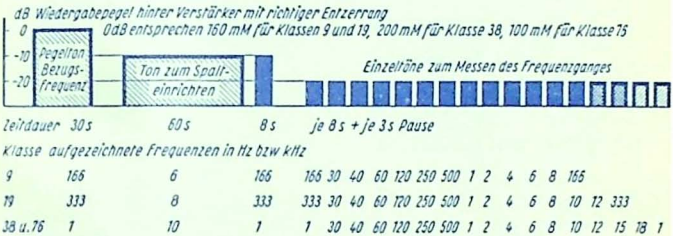


Bild 1

Alle auf den Bezugsbändern enthaltenen Aufzeichnungen erstrecken sich über die ganze Breite des Tonbandes (Voll-Spur).

Pegelton, Bezugsfrequenz

Als Basis für die Messungen ist zunächst ein Pegelton aufgenommen. Der Pegel des Pegeltones ist der **Bezugspegel** (0 dB). Die Frequenz des Pegeltones ist die **Bezugsfrequenz** (166 Hz für Klasse 9, 333 Hz für Klasse 19 sowie 1 kHz für die Klassen 38 und 76).

Der Pegel ist definiert als Effektivwert des **remanenten magnetischen Bandflusses** (DIN 45 520). Die dort angegebenen Werte sind für den Kurzschlußfall, d. h. bei Anliegen eines ferromagnetischen Hörkopfes, gemessen in Millimaxwell (mM).

Die in den einzelnen Klassen unterschiedliche Höhe des Bezugspegels berücksichtigt die Eigenschaften der in diesen Klassen vorzugsweise verwendeten Bänder. Das **Bild 2** veranschaulicht den Begriff des remanenten **Kurzschlußflusses** des Bandes. Dieses Bild zeigt ein Band mit einer Tonspur. Das Band ist somit Träger einzelner Magnetfelder. Eines dieser Felder ist in Bild 2 so über den Kern des Hörkopfes kurzgeschlossen, daß der Kurzschlußfluß die Hörkopfspule durchsetzt. Die darin entstehende Spannung ist in jedem Augenblick der Änderungsgeschwindigkeit des die Spule durchsetzenden Flusses proportional.

Für Studiogeräte, in denen das Band nur einen kleinen Klirrfaktor verursachen darf, wählt man die Bandaussteuerung bei der Aufnahme so, daß der Bezugspegel nicht überschritten wird.

Für Heimgeräte darf die Bandaussteuerung bis etwa 6 dB höher als der Bezugspegel gewählt werden. Dabei kann gemäß DIN 45 511 ein Bandklirrfaktor von rund 5% auftreten.

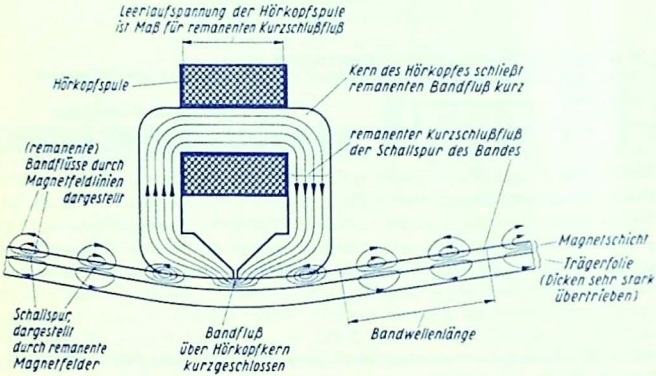


Bild 2

Ton zum Spalt-Einrichten und nochmals Ton mit Bezugsfrequenz

Die Aufzeichnung ist mit hoher Frequenz, also kurzer Wellenlänge, und mit einem Pegel etwa 10 dB unter Bezugspegel durchgeführt. Sie ermöglicht das Parallelstellen des Hörkopfspaltes zur Aufzeichnung auf dem DIN-Bezugsband. Dieses Einstellen ist vor jeder Frequenzgangmessung besonders sorgfältig durchzuführen. Schon geringes Schiefstehen des Spaltes benachteiligt, vor allem bei kleinen Bandgeschwindigkeiten, die Wiedergabe im Bereich der hohen Frequenzen.

Auf die Aufzeichnung mit hoher Frequenz folgt gemäß DIN 45 513 eine kurze Aufzeichnung mit der Bezugsfrequenz und einem Pegel, der, wie der Ton zum Spalteinrichten, um 10 dB unter dem Bezugspegel liegt. Das gestattet ein Vorprüfen des Geräte-Frequenzganges. Diese 8 s dauernde Aufzeichnung mit Bezugsfrequenz ist in der Praxis vielfach gleich hinter den Pegelton gesetzt. Der Pegelsprung, der sich so zu gleich gehaltener Frequenz ergibt, ermöglicht das Überprüfen der Meßapparatur. Der Ton zum Spalt-Einrichten folgt bei dieser Reihenfolge an dritter Stelle.

Einzeltöne zum Messen des Frequenzganges

Dieser Teil enthält eine Folge von Festfrequenzen zum punktweisen Messen des Wiedergabefrequenzganges des Magnetbandgerätes.

Der Pegel der Bezugsfrequenz (erste dieser Festfrequenzen) liegt etwa 20 dB unter dem Bezugspegel. Die Pegel der übrigen Frequenzen folgen dem Verlauf der genormten Bandflußkurven (Bild 3).

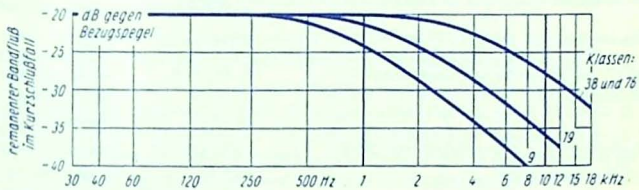


Bild 3

Die Bezugsbänder der Klassen 38 und 76 enthalten außerdem eine **Gleitfrequenz** zum kontinuierlichen Messen des Wiedergabefrequenzganges mit Hilfe des bei den Rundfunkanstalten verwendeten Pegelschreibers. Auf den Bezugsbändern der Klassen 9 und 19 ist die Gleitfrequenz noch nicht enthalten.

Leerteil (Leerbandteil)

Der Leerteil wird für Messungen an Aufsprechverstärkern, an Sprech- und Löschköpfen sowie zum Vergleich mit Eigenschaften anderer Tonbänder verwendet. Das erfordert festliegende Band-Eigenschaften des Leerteiles, also ein **Normalband.**

Leider bereitet es große Schwierigkeiten, die Eigenschaften eines Normalbandes auf exakt meßbare physikalische Größen zurückzuführen, die nicht von den Eigenschaften der Geräte oder Tonköpfe beeinflußt werden. Aus diesem Grunde sind in DIN 45 513 keine Eigenschaften des Leerbandteiles festgelegt. Statt dessen hat man Muster der in den einzelnen Klassen für den Leerbandteil verwendeten Band-Chargen bei der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig hinterlegt. Die Leerbandteile der DIN-Bezugsbänder entsprechen diesen Mustern mit Abweichungen geringer als ± 0,5 dB.

Die Leerbandteile entsprechen im wesentlichen folgenden Band-Typen:

Klasse 76:	F	(AGFA)
38:	FR	(AGFA)
19:	LGS	(BASF)
9:	LGS	(BASF)

Für die dem Leerteil vorangehenden Abschnitte des Normalbandes ist die Charge belanglos, weil es hier lediglich auf die darauf enthaltenen Aufzeichnungen ankommt.

Magnettonbänder

Bandtypen

Heute verwendet man für magnetische Schallaufzeichnung auf Band nur noch Schichtbänder: Eine Folie aus Acetylzellulose (Bandtypen F und FR) oder Polyvinylchlorid (Bandtypen FSP, LGR und LGS) oder Polyester (Bandtypen PE 31, PE 41 und PES 26) trägt die magnetisch wirksame Schicht (Dicke 10 ... 15 μ, magnetisierbare Substanz: besonders aufbereitetes Eisenoxyd). In Deutschland sind auf dem Markt:

Hersteller	Bandtyp	Bandart
AGFA Aktiengesellschaft, Bayerwerk Leverkusen	F, FR, FSP	Standardbänder
	PE 31	Langspielband
	PE 41	Doppelspielband
Badische Anilin- u. Sodafabrik AG. (BASF) Ludwigshafen/Rhein	LGR, LGS 52	Standardbänder
	LGS 35	Langspielband
	LGS 26, PES 26	Doppelspielbänder

Beim Bandtyp LGS 52 (Standardband) ist die Trägerfolie zum Unterschied gegen die dünneren Lang- und Doppelspielbänder rot eingefärbt. Die Träger der Typen FR und LGR sind ebenfalls rot, außerdem ist hier (wie bei Typ F) die Rückseite mattiert. Damit wird auf flanschlosen Wickelkernen ein besonders haltbarer Bandwickel erzielt. Der nur für 76 cm/s geeignete Bandtyp F wird kaum mehr verwendet. Er ist daher in den folgenden Tabellen weggelassen.

Mechanische Eigenschaften

Bandtyp	FR	FSP	PE 31	PE 41	LGR	LGS 52	LGS 35	LGS 26	PES 26
Breite ..... mm	durchweg 6,25 ± 0,05 nach DIN 45 512								
Foliendicke ..... μ	44	33	20	15	41	37	23	17	17
Gesamtdicke ..... μ	58	48	36	26	55	51	37	26	26
Elastische Dehnung [1]	1	1,3	1,1	1,9	1,3	1,3	—	—	0,8
Elastische Dehnung [2]	—	—	—	—	—	—	1,3	1,5	—
Plastische Dehnung [1]	0,4	0,1	0,3	0,06	0,1	0,1	—	—	0,06
Plastische Dehnung [2]	—	—	—	—	—	—	0,15	0,15	—
Zerreißfestigkeit .. kp	2,6	2,8	4	2,6	3	3	2	1,8	3,5

[1]) % bei 1 kp Last gemessen nach 1 min Belastung und 1 min Entlastung.
[2]) wie [1]), aber nur 0,7 kp Last.

Außer diesen Bändern liefert TELEFUNKEN Bänder unter folgenden Bezeichnungen:

Normalbänder	13/180 N	15/280 N	18/360 N
Langspielbänder	13/270 L	15/360 L	18/540 L
Doppelspielbänder	13/340 D	15/540 D	17/720 D

Die erste Ziffer nennt die Spulengröße (Durchmesser in cm), die zweite Ziffer die Bandlänge (in m).

Es gleichen in den magnetischen und mechanischen Eigenschaften den Normalbändern das Band LGS 52, den Langspielbändern das Band LGS 35 und den Doppelspielbändern das Band LGS 26.

Nach DIN 45 512 sind die Tonbänder für Heimgebrauch am Anfang mit einem grünen, am Ende mit einem roten Vorspann versehen. Die Rückseite der Bänder ist mit dem Namen des Herstellers, dem Bandtyp und der Guß-Nr. (Charge) bedruckt.

Elektroakustische Eigenschaften

Die elektroakustischen Eigenschaften werden nach DIN 45 512 auf den Leerbandteil des für die jeweilige Geräteklasse in Frage kommenden DIN-Bezugsbandes bezogen.

Da für die Bezugsbänder der jeweiligen Bandgeschwindigkeit angepaßte Bandtypen gewählt sind, unterscheiden sich die in dB ausgedrückten elektroakustischen Daten der einzelnen Bänder kaum voneinander, obwohl die Eigenschaften der Bänder mit Rücksicht auf die verschiedenen Bandgeschwindigkeiten sehr unterschiedlich sind. Manche Eigenschaften (z. B. Vormagnetisierungsstrom-Bedarf) sind im übrigen vom Gerät bzw. Sprechkopf abhängig. Deshalb wird hier auf die Wiedergabe einer Daten-Tabelle verzichtet.

Wichtige magnetische Eigenschaften

Aus folgender Tabelle geht hervor, wie die Koërzitivkraft bei den für niedrige Bandgeschwindigkeiten bestimmten Bändern gesteigert werden mußte, um eine gute Aufzeichnung der kurzen Bandwellenlängen zu ermöglichen.

Bandtyp	Geeignet für Geräteklasse					Sättigungsremanenz	Koërzitivkraft
F					76	300 Gauß	110 Örsted
FR — 6			19	38	76	700 Gauß	240 Örsted
FR — 4			19	38	76	850 Gauß	300 Örsted
FSF, PE 31, PE 41 ...	5	9	19	38		900 Gauß	300 Örsted
LGS 52/35, LGR	5	9	19	38		700 Gauß	300 Örsted
LGS 26	5	9	19	38		950 Gauß	300 Örsted
PES 26.....	5	9	19	38		950 Gauß	340 Örsted

Spulen

Tonbänder für Studiogeräte werden in Deutschland meist auf den flanschlosen Wickelkernen nach DIN 45 515 geliefert. Durchmesser des Wickelkernes 100 mm, Bandlängen 700 und 1000 m.

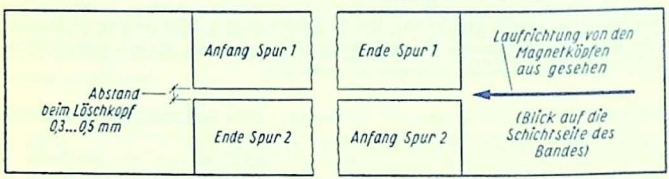
Zur Aufnahme der Tonbänder für Heimgeräte (Bandtypen FSP, PE 31, PE 41, LGS/52/35/26, PES 26) dienen Doppelflanschspulen (meist Kunststoff) nach DIN 45 514. Die Spulen-Nummern entsprechen ungefähr ihren Außendurchmessern in cm.

Die nachstehenden Tabellen geben Überblicke über die Bandlängen und die erreichbare Spieldauer. Die angegebenen Zeiten sind abgerundete Werte. Sie gelten für einen Durchlauf des Bandes.

Spulen-Nummer:		8	11	13	15	18	22	25
Standardband (FSP, LGS 52):								
Bandlänge	m	—	120	180	270	360	540	730
Zeit je Durchlauf für 9,5 cm/s ...	min	—	20	30	46	62	93	125
Zeit je Durchlauf für 19 cm/s ...	min	—	10	15	23	31	46	62
Langspielband (PE 31, LGS 35):								
Bandlänge	m	65	180	270	360	540	730	—
Zeit je Durchlauf für 9,5 cm/s ...	min	11	30	46	62	93	125	—
Zeit je Durchlauf für 19 cm/s ...	min	5	15	23	31	46	62	—
Doppelspielband (PE 41, LGS 26, PES 26):								
Bandlänge	m	90	270	360	540	730	1000	—
Zeit je Durchlauf für 9,5 cm/s ...	min	15	46	62	93	125	170	—
Zeit je Durchlauf für 19 cm/s ...	min	7,5	23	31	46	62	85	—

Spurlagen

Doppelspur



Vierspur

Zuordnungen für Stereo-Aufnahmen:

Doppelspur

Spur 1 → linker Kanal
Spur 2 → rechter Kanal

Vierspur Spur 1 → linker Kanal
Spur 3 → rechter Kanal
und nach Wenden des Bandes
Spur 4 → linker Kanal
Spur 2 → rechter Kanal

Nf-Verstärkerdaten und ihre Messung

Vorbemerkung

Im Folgenden wird die jeweilige Definition der interessierenden Größe gegeben und das zum Gewinnen ihres Zahlenwertes zweckmäßige Meßverfahren sowie das Auftragen bzw. Auswerten der Meßergebnisse erläutert.

Am Ende dieses Beitrages sind die in den einschlägigen Normen enthaltenen Zahlenwerte zusammengestellt.

Grundsätzliche Meßbedingungen

Der Verstärker wird mit seinem Netzteil als Einheit betrachtet.

Die Speisespannung (Netzspannung) darf bei den Messungen um nicht mehr als $\pm$ 1% von ihrem Nennwert (Sollwert) abweichen.

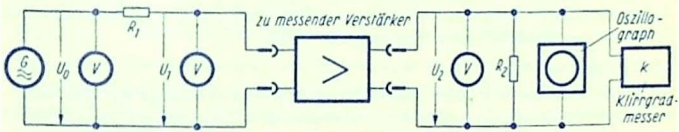


Bild 1

Zum Untersuchen bzw. Messen des Verstärkers ist ein jeweils bestimmter Signal-Quellwiderstand vorgegeben. Der Innenwiderstand des Meßgenerators ist meistens kleiner als der betriebsmäßige Signal-Quellwiderstand. Man legt deshalb in einem solchen Fall zwischen Signalgenerator und Verstärkereingang einen Widerstand (R_1 in **Bild 1**). Die Summe aus dem Signalgenerator-Innenwiderstand und R_1 stellt den Sollwert des **Signal-Quellwiderstandes** dar. Dieser soll klein gegen den in den „Technischen Daten" genannten Verstärker-Eingangswiderstand sein. Ist der Sollwert des Quellwiderstandes in den „Technischen Daten" nicht angegeben, so handelt es sich in der Regel um 200 Ω. Abgesehen von piëzo-elektrischen Signalquellen entspricht das meistens dem in der praktischen Verwendung auftretenden Signal-Quellwiderstand.

Der Wert des für den zu untersuchenden Verstärker geltenden **Soll-Abschlußwiderstandes** R_2 ist meistens in den „Technischen Daten" enthalten. Er ergibt sich für Leistungs-Endstufen in Ohm, wenn man das Quadrat der in Volt angegebenen **Nenn-Ausgangsspannung** (Klemmenspannung des belasteten Verstärker-Ausganges zur **Nenn-Ausgangsleistung**, d. h. zur **Nennleistung**, die als Verstärkerleistung angegeben wird) durch die in Watt eingesetzte Nennleistung P_{2nenn} teilt. Also für $U_2 = 100$ V:

$$R_2 = \frac{U_2^2}{P_{2nenn}} = \frac{10000\ \mathrm{V}^2}{P_{2nenn}}$$

R_2 muß durch einen Wirkwiderstand dargestellt werden und so beschaffen sein, daß der Wert für Dauernennlast gegen den Wert bei fehlender Belastung um höchstens 5% abweicht. Die Eingangswiderstände des Spannungsmessers, des Oszillographen und des Klirrgradmessers sollen groß sein gegen die Widerstände R_1 bzw. R_2, damit sie bei den Messungen außer acht gelassen werden können. Es empfiehlt sich, die Ausgangsspannung stets mit

einem an den Ausgang angeschlossenen Oszillographen zu überwachen. Man kontrolliert die Ausgangsspannung insbesondere im Hinblick auf Übersteuerungen und Selbsterregung.

Nennleistung bzw. Nenn-Ausgangsspannung P_{2nenn} bzw. U_{2nenn}

Die Nennleistung ist die Leistung, die der Verstärker bei Steuerung mit Sinusspannung von 1 kHz mit einem Klirrgrad k, der den dafür als höchstzulässig angegebenen Wert nicht übersteigt, bei U_{2nenn}, nämlich der Nenn-Ausgangsspannung $U_{2nenn} = \sqrt{P_{2nenn} \cdot R_2}$, für wenigstens 10 min abzugeben vermag. Gemessen wird bei Einstellung des Verstärkers auf volle Verstärkung und auf möglichst geradlinigen Frequenzgang in der Schaltung nach Bild 1. Es handelt sich hier, wie bei allen Spannungsangaben in diesem Beitrag um Effektivwerte.

Unter Beobachtung des Klirrgrades erhöht man die Spannung des Signalgenerators bis die Ausgangsspannung U_2 ihren Nennwert U_{2nenn} erreicht, und betreibt nun den Verstärker mit dieser Spannung des Signalgenerators während einer Zeitspanne von 10 min. Dabei darf sich die Ausgangsspannung U_2 um nicht mehr als $\pm$ 2,5% ändern und der Klirrgrad den höchstzulässigen Wert nicht übersteigen.

Klirrgrad k

Er ist das (meistens in Prozent ausgedrückte) Effektivwertverhältnis der Oberwellenspannung im Ausgang zur Gesamt-Ausgangsspannung bei Steuerung des Verstärkers mit Sinusspannung und bei Belastung mit dem Soll-Abschlußwiderstand R_2. Kennzeichnet man die Teilwellen (die Harmonischen) mit den Indizes f_1, f_2, f_3, die dem Vielfachen der Grundfrequenz entsprechen, so gilt:

$$k = \frac{\sqrt{U^2_{f2} + U^2_{f3} + \dots}}{\sqrt{U^2_{f1} + U^2_{f2} + U^2_{f3} + \dots}} \cdot 100\ [\%]$$

wobei man meistens die vierte Teilwelle (vierte Harmonische oder dritte Oberwelle) und die weiteren Teilwellen außer acht läßt. Für $k < 10\%$ kann man im Nenner statt des Wurzelausdruckes $\sqrt{U^2_{f1} + U^2_{f2} + U^2_{f3} + \dots}$ auch lediglich U_{f1} setzen. Sowohl U_{f1}, U_{f2} ... wie auch die Wurzelausdrücke sind Effektivwerte der Spannung.

Ist nur ein Wert für den Klirrgrad angegeben, so bezieht sich dieser Wert auf Nennleistung und 1 kHz. Im allgemeinen wird der Klirrgrad abhängig von der Ausgangsleistung P_2 aufgenommen und zwar außer für 1 kHz auch noch für je eine Frequenz aus den Bereichen 40 ... 60 Hz und 5 ... 12 kHz. Die obere Frequenz muß hierbei so gewählt werden, daß die Frequenz der hierzu gehörenden dritten Teilwelle noch in den Übertragungsbereich fällt. Man mißt in der Schaltung nach Bild 1.

Den Klirrgrad trägt man in linearem Maßstab abhängig von der Ausgangsleistung in logarithmischem Maßstab mit der Frequenz als Parameter auf.

Intermodulationsgrad m

Dieser folgt aus der Steuerung des Verstärkers mit der Summe zweier Sinussignale, die sich in ihren Frequenzen (f_1 und f_2) sowie in ihren Amplituden unterscheiden.

Man wählt als Frequenzpaare z. B.

Tiefe Frequenz f_1	Hz	40	40	60	60	60	100	200	400
Hohe Frequenz f_2	kHz	12	7	3	7	12	7	6	4

Je niedriger man die tiefe Frequenz wählt, desto höhere Anforderungen werden an die Flankensteilheit des Frequenzfilters der Meßschaltung gestellt.

Die Amplitude, und damit auch natürlich der Effektivwert, wird zur tiefen Frequenz f_1 üblicherweise viermal so groß bemessen wie zur hohen Frequenz f_2.

Für den Intermodulationsgrad m gibt es außer den Verschiedenheiten der Frequenzpaare auch unterschiedliche Definitionen und damit voneinander abweichende Formeln. Die am häufigsten benutzte Formel lautet:

$$m = \frac{\sqrt{(U_{f2-f1} + U_{f2+f1})^2 + (U_{f2+2\cdot f1} + U_{f2-2\cdot f1})^2}}{U_{f2}} \cdot 100\ [\%]$$

Darin ist:

m	Intermodulationsgrad in %
U_{f2}	Spannung mit der Frequenz f_2
U_{f2-f1}	Spannung mit der Frequenz $f_2 - f_1$
$U_{f2+2\cdot f1}$	Spannung mit der Frequenz $f_2 + 2 \cdot f_1$ und so fort.

Gemessen wird in der Schaltung nach **Bild 2**. Die in dieser Schaltung enthaltene Widerstandsbrücke hat den Zweck, die beiden Signalgeneratoren gegenseitig hinreichend zu entkoppeln. Die Widerstandswerte gelten für einen noch zugelassenen Mindestwert des Generator-Belastungswiderstandes von rund 200 Ω und für einen Quellwiderstands-Soll-

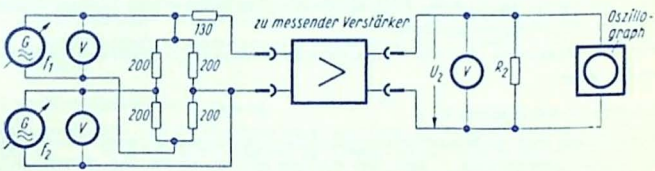


Bild 2

wert von ebenfalls 200 Ω. Durch den 130-Ω-Widerstand wird erreicht, daß die 200 Ω für beliebige Signalgenerator-Innenwiderstände genügend genau realisiert sind. Der am Ausgang liegende Spannungsmesser ist hier entweder ein selektives, auf die Mischfrequenzen einstellbares Röhrenvoltmeter oder ein spezielles Intermodulations-Meßgerät.

Beim Messen des Intermodulationsgrades muß mit Rücksicht auf richtige Aussteuerung die Summe der Scheitelwerte beider Spannungen gleich dem Scheitelwert der einen Sinusspannung gemacht werden, mit der sonst gemessen wird. Zu einem Werteverhältnis der Spannungen U_{f1}: U_{f2} wie 4 : 1 stellt man also am Signalgenerator zu f_1 die Verstärker-Ausgangsspannung für die tiefe Frequenz f_1 auf 4/5 = 80% des Nennwertes der Ausgangsspannung ein. Dann sorgt man dafür, daß der Spannungsmesser zum Signalgenerator für die Frequenz f_2 ein Viertel der Spannung anzeigt, die am Spannungsmesser zum Signalgenerator für die Frequenz f_1 abzulesen ist. Nach diesen Einstellungen mißt man am Ausgang die Spannungen U_{f2} und die Mischspannungen U_{f2+f1}, U_{f2-f1}, $U_{f2+2\cdot f1}$ und $U_{f2-2\cdot f1}$, woraus der Intermodulationsgrad m errechnet wird.

Falls verlangt, führt man die Einstellungen und Messungen für mehrere Ausgangsspannungen bzw. Ausgangsleistungen durch, so daß man dann den Intermodulationsgrad entsprechend dem Klirrgrad abhängig von der Leistung auftragen kann. Dieser Leistung hat man diejenige Sinusspannung zugrundezulegen, deren Scheitelwert gleich der Summe der Scheitelwerte der Spannungen zu f_1 und f_2 ist. Damit gilt bei einem Werteverhältnis der beiden Spannungen von 4 : 1 das $(4 + 1) : 4 = 1{,}25$fache der Spannung U_1 der Frequenz f_1. Folglich ist die zu f_1 gehörende Leistung für das Werteverhältnis 4 : 1 mit 1,56 (nämlich mit $1{,}25^2$) zu vervielfachen.

Spannungsverstärkung V

Diese Verstärkung ist gegeben als das Verhältnis der Ausgangsspannung U_2 am Soll-Abschlußwiderstand R_2 zur Spannung U_0 des Signalgenerators, d. h. zur Urspannung (früher EMK genannt) der Signalquelle.

Der Verstärkung liegt hier also nicht die Verstärker-Eingangsspannung U_1 zugrunde, sondern die vor dem Quellwiderstand (Innenwiderstand der im Betrieb benutzten Signalquelle) vorhandene Spannung U_0.

Gemessen wird bei Einstellung des Verstärkers auf volle Verstärkung und auf möglichst geradlinigen Frequenzgang in der Schaltung nach **Bild 1** mit einer 1-kHz-Sinus-Eingangsspannung. Falls eine andere Frequenz benutzt wird, muß das angegeben werden.

Um ein eindeutiges Ergebnis zu erzielen, wählt man für die Ausgangsspannung U_2 einen Wert, der kleiner als die Nenn-Ausgangsspannung ist. Meistens mißt man bei halbem Wert der Nenn-Ausgangsspannung.

Mißt man hingegen bei 1 kHz und Nennleistung des Verstärkers, so erhält man die **Nennverstärkung**.

Spannungsfrequenzgang $V(f)$

Hiermit meint man die Frequenzabhängigkeit der Spannungsverstärkung. Beim Messen der Spannungsverstärkung V stellt man die Spannung U_0 so ein, daß die Ausgangsspannung für den gesamten Frequenzbereich unter dem Nennwert bleibt. Diese Spannung U_0 hält man konstant, d. h. unabhängig von der Frequenz. Gemessen wird in der Schaltung nach Bild 1.

Man trägt entweder die Verstärkung V oder die Ausgangsspannung U_2 abhängig von der Frequenz auf. Dazu wählt man für beide Größen logarithmischen Maßstab, vielfach mit gleicher Länge für eine Dezimale. Häufig verwendet man allerdings an Stelle der Spannung U_2 das Verhältnis dieser Spannung U_2 bei beliebiger Frequenz zu der Spannung U_2 bei 1 kHz und drückt dieses Verhältnis in Dezibel aus. Das ist im Hinblick auf den frequenzunabhängigen Wert des Abschlußwiderstandes zulässig.

Für die Dezibelwerte verwendet man natürlich einen linearen Maßstab. Häufig macht man die Länge zu 20 dB gleich der Länge einer Dezimale des Frequenzmaßstabes.

Meistens mißt man den Spannungsfrequenzgang für die extremen Frequenzgangeinstellungen (Höhen und Tiefen). Soll nur ein Frequenzgang gemessen werden, so stellt man dafür auf möglichst ausgeglichenen Frequenzgang ein.

Falls der Spannungsfrequenzgang — statt durch eine Kennlinie — durch wenige Zahlen charakterisiert werden soll, gibt man die zwei **Grenzfrequenzen** an, bei denen die Span-

nungsverstärkung auf das 0,707fache des zu 1 kHz gehörenden Wertes abgesunken ist (Abfall um 3 dB, siehe Bild 15). Der zwischen diesen beiden Grenzfrequenzen liegende Frequenzbereich wird **„Arbeitsfrequenzbereich"** genannt.

Leistungsfrequenzgang $P_2(f)$ für konstanten Klirrgrad

Dieser betrifft die Frequenzabhängigkeit der zu einem vorgegebenen Wert des Klirrgrades gehörenden Ausgangsleistung P_2. Die Leistung P_2 ergibt sich, wenn man das Quadrat der Ausgangsspannung durch den Soll-Abschlußwiderstand teilt. Die Leistung wird hier ebenso gemessen wie die Nennleistung (Bild 1), aber für verschiedene Frequenzen bei jeweils festem Wert des Klirrgrades (z. B. 1% oder 5%).

Man trägt die Leistung P_2 abhängig von der Frequenz f auf, beide im logarithmischen Maßstab, z. B. bei gleicher Länge für die Dezimale, gegebenenfalls mit dem Klirrgrad k als Parameter.

Spitzenleistung P_{2max}

Das ist die zur maximal möglichen Ausgangsspannung gehörende Leistung. Man mißt diese Leistung ebenso wie die Nennleistung (Bild 1), übersteuert aber durch Erhöhen der Eingangsspannung den Verstärker so weit, als dadurch der Effektivwert der Ausgangsspannung noch merkbar erhöht werden kann.

Die Spitzenleistung darf bei keiner Frequenz größer ausfallen als der doppelte Wert der Nennleistung. D. h.: Der Effektivwert der Ausgangsspannung darf nicht größer werden als das 1,41fache der Nenn-Ausgangsspannung. Diese Vorschrift besteht als Sicherheit gegen ein Zerstören der angeschlossenen Lautsprecher bei Übersteuern des Verstärkers im Betrieb.

Nenn-Eingangsspannung U_{0nenn}

Hierunter versteht man die Signalquellen-Urspannung, mit der die Nenn-Ausgangsspannung U_{2nenn} bei 1 kHz und Einstellung des Verstärkers auf volle Verstärkung sowie auf möglichst geradlinigen Frequenzgang erreicht wird. Gemessen wird in der Schaltung nach Bild 1.

Maximale Eingangsspannung U_{0max}

Das ist die Signalquellen-Urspannung, bei der in dem vor der Verstärkungseinstellung (Lautstärkeregler) liegenden Verstärkerteil ein vorgegebener oder der höchstzulässige Klirrgrad eben erreicht wird.

Gemessen wird in der Schaltung nach Bild 1 einmal bei 1 kHz und dann bei den zwei Grenzfrequenzen, für die zu konstanter Urspannung U_0 der Signalquelle der Wert der Ausgangsspannung U_2 gleich dem 0,707fachen des Wertes dieser Spannung bei 1 kHz ist.

Beim Erhöhen der Signalspannung U_0 vermindert man jeweils durch Einstellen an dem zu prüfenden Verstärker die Verstärkung soweit, daß die Ausgangsspannung U_2 stets kleiner als die Nenn-Ausgangsspannung U_{2nenn} bleibt.

Eingangsimpedanz Z_e

Als Anhalt für das Frequenzverhalten des Zusammenwirkens zwischen Signalgenerator und Verstärker mißt man, abhängig von der Signalfrequenz, der Einfachheit halber ledig-

lich den Wert der Verstärker-Eingangsspannung U_1 für konstanten Verstärker-Eingangsstrom. Dieser Spannung U_1 ist der Betrag der Eingangsimpedanz proportional.

Zum Messen von Z_e wählt man den Wert des in Bild 1 mit R_1 bezeichneten Widerstandes wenigstens etwa zehnmal so groß wie den geschätzten Höchstwert der Eingangsimpedanz. Damit bleibt für konstanten Betrag der Signalspannung U_0 der Betrag von I_1 hinreichend unabhängig von der Eingangsimpedanz Z_e, so daß die an der Eingangsimpedanz Z_e auftretende Spannung U_1 tatsächlich als proportional dem Betrag von Z_e angesehen werden kann.

Den Wert von U_0 stellt man bei der Frequenz 1 kHz so ein, daß U_1 ungefähr gleich der Nenn-Eingangsspannung wird.

Man achte während der Messungen darauf, daß die Ausgangsspannung nicht höher ausfällt als ihr Nennwert. Man muß also gegebenenfalls an dem zu prüfenden Verstärker eine verringerte Verstärkung einstellen.

Als Maß für den Betrag der Eingangsimpedanz trägt man, abhängig von der Frequenz, den Wert der Eingangsspannung U_1 auf, beides im logarithmischen Maßstab, meistens mit gleicher Länge für eine Dezimale.

Eingangs-Symmetrieverhältnis $U_I : U_{II}$

Damit ist das gemäß den **Bildern 3** und **4** zu gleicher Ausgangsspannung sich ergebende Verhältnis der Eingangs-Urspannungen gemeint. Hierzu wählt man die Ausgangsspannung etwa zehnmal so hoch wie die am Ausgang auftretende Fremdspannung.

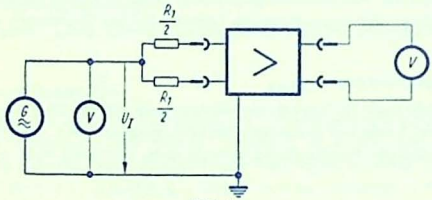


Bild 3

Man mißt, wenn nichts anderes vereinbart ist, bei 1 kHz und wenn besondere Anforderungen zu berücksichtigen sind, außerdem bei einer Frequenz nahe der oberen Frequenzgrenze.

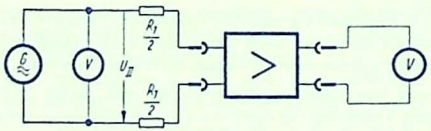


Bild 4

Ausgangsimpedanz Z_a

Auch bei der Ausgangsimpedanz begnügt man sich mit dem Betrag. Die Ausgangsimpedanz des Verstärkers ist die Innenimpedanz des für die Lautsprecher als Quelle dienenden

Verstärkers, also der Quellwiderstand für die Lautsprecher. Man bestimmt den Betrag der Ausgangsimpedanz mit Hilfe einer Strom- und Spannungsmessung. Zum Zwecke der Strom- und Spannungsmessung wird der Verstärkerausgang aus einem Generator gespeist, für den der Verstärkerausgang die Rolle einer Belastung spielt.

Zum Messen der zur Ausgangsimpedanz gehörenden Werte des Stromes und der Spannung verwendet man eine Schaltung gemäß **Bild 5**. Der dafür benutzte Generator soll wenigstens etwa 1/10 der Nennausgangsspannung des Verstärkers bei Belastung

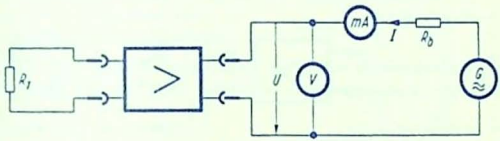


Bild 5

durch den Verstärkerausgang aufbringen können. Der Widerstand R_b verhindert ein Überlasten des Generators bei geringem Außenwiderstand. Mit den gemessenen Werten von U und I berechnet man den Betrag der Ausgangsimpedanz so:

$$|Z_a| = \frac{U}{I}$$

Für die Praxis interessiert in erster Linie nicht die Ausgangsimpedanz selbst, sondern der Ausgangsspannungsunterschied zwischen Nennlast und Leerlauf. Aus der Leerlaufspannung, der Klemmenspannung bei Nennleistung und dem Soll-Abschlußwiderstand ergibt sich die Ausgangsimpedanz nur für den Fall, daß ihr Blindanteil zu vernachlässigen ist.

Zum Messen der Vollast- und Leerlauf-Klemmenspannung benutzt man die Schaltung nach **Bild 6**. Der Verstärker wird so mit einer Sinusspannung gesteuert, daß sich bei geschlosse-

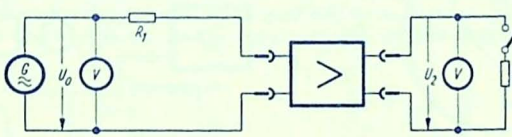


Bild 6

nem Schalter die Nennausgangsspannung $U_{2\,last}$ ergibt. Dann öffnet man den Schalter und bestimmt die Leerlaufausgangsspannung $U_{2\,leer}$. Damit rechnet man so:

$$|Z_a| \approx R_2 \frac{U_{2\,leer} - U_{2\,last}}{U_{2\,last}}$$

Diese Messungen führt man durch für 1 kHz sowie für die untere und obere Grenzfrequenz des Verstärkers.

Phasengang φ

Hierunter versteht man den Frequenzgang der Phasenverschiebung φ zwischen Eingangsspannung vor R_1 und Ausgangsspannung. Man mißt in der Schaltung nach **Bild 7** entweder mit einem direkt zeigenden Phasenmesser oder ersatzweise auch mit einem Einstrahl-Oszillographen. Dieser wird vor der eigentlichen Messung durch Anlegen einer Sinusspannung an die parallel geschalteten beiden Eingänge auf genügend kleine Unterschiede der Phasendrehung geprüft.

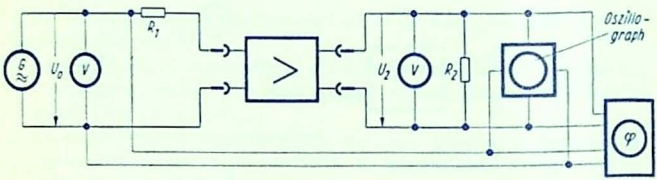


Bild 7

Bei der Messung erhält man auf dem Schirm der Oszillographenröhre eine Ellipse **(Bild 8)**, aus der man die Längen y und y_1 entnimmt. Damit gilt:

$$\sin \varphi = \frac{y_1}{y}$$

Die y-Achse läßt sich in Phasenwinkel φ eichen, wenn man dafür sorgt, daß die senkrechte Auslenkung am Oszillographen stets gleich, also von der Frequenz unabhängig bleibt.

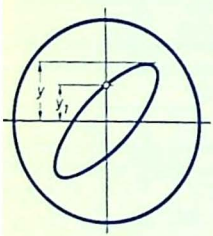


Bild 8

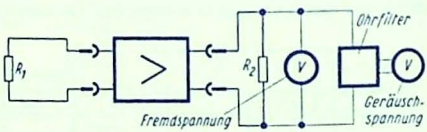


Bild 9

Aufgetragen wird der Phasenwinkel im linearen Maßstab abhängig von der Frequenz, für die man einen logarithmischen Maßstab wählt.

Fremd- und Geräuschspannungsabstand

Die **Fremdspannung** ist der Effektivwert der gesamten Ausgangsspannung des auf Nennverstärkung und möglichst geradlinigen Frequenzgang eingestellten und am Eingang allein mit dem vorgesehenen Signal-Quellwiderstand R_1 abgeschlossenen Ver-

stärkers **(Bild 9)**. Die **Geräuschspannung** ist der über ein Ohrfilter gemessene Effektivwert der Fremdspannung (Bild 9). Die Geräuschspannung charakterisiert das vom Verstärker über den angeschlossenen Lautsprecher bewirkte Grundgeräusch in der Weise, wie dieses Geräusch mit dem Gehör empfunden wird. Der Fremd- bzw. Geräuschspannungsabstand ist das Verhältnis der Nennausgangspannung zur Fremd- bzw. Geräuschspannung. Dieser Abstand wird meistens in Dezibel angegeben. 60 dB bedeutet z. B. ein Leistungsverhältnis von 10^6:1 und damit ein Spannungsverhältnis von 10^3:1 also Fremd- bzw. Geräuschspannung = 1‰ der Nennausgangsspannung.

Prüfungen mit Rechteckspannungen

Insbesondere zum Prüfen auf Schwingungen, wie sie z. B. durch Streuresonanzen im Ausgangstransformator zustande kommen können, verwendet man eine Eingangsspannung

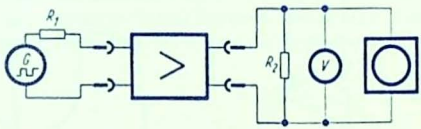


Bild 10

mit Rechteckverlauf und beobachtet den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung. Hierzu benutzt man eine Schaltung gemäß **Bild 10**. Die Folgefrequenz f der Rechteckspannung legt man ungefähr in die geometrische Mitte des Arbeitsfrequenzbereiches

$$f = \sqrt{f_u \cdot f_o}$$

Hierin ist f_u die untere und f_o die obere Grenzfrequenz.

Handelt es sich um Eigenschwingungen sehr hoher Frequenz, so erkennt man im Verlauf der Ausgangsspannung lediglich an den Anfängen der Rechtecke ein Überschwingen **(Bild 11)**. Liegt die Frequenz tiefer, so zeigt sich die gedämpfte Schwingung mit mehreren

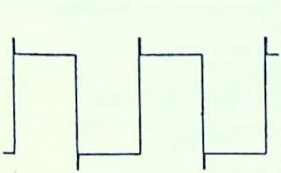


Bild 11

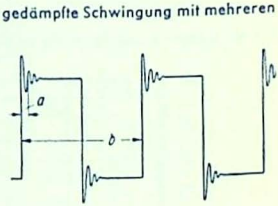


Bild 12

Perioden **(Bild 12)**. In diesem Fall erhält man die Eigenfrequenz der Schwingung aus der Folgefrequenz des Rechteckverlaufs, indem man diese mit dem Verhältnis $b : a$ vervielfacht.

Im übrigen kann man mit einer Eingangsspannung, die Rechteckverlauf zeigt und in ihrer Folgefrequenz variabel ist, Frequenzganguntersuchungen vornehmen. Die **Bilder 13** und **14** zeigen zu den beiden oben eingetragenen Eingangsspannungen den Verlauf der

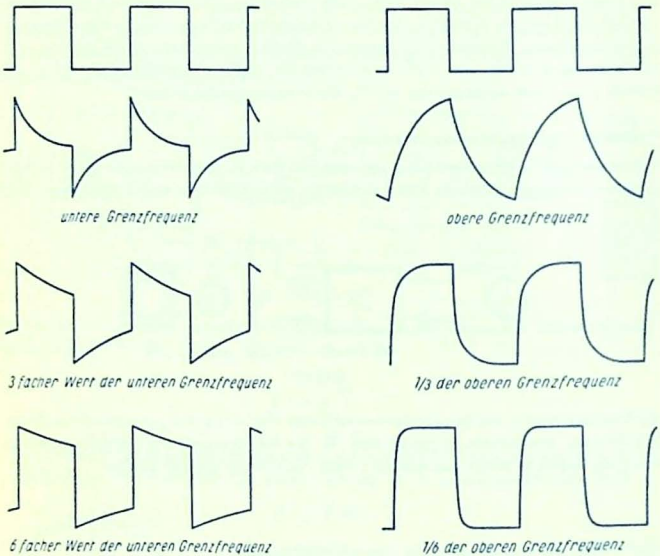


Bild 13 Bild 14

Ausgangsspannung für die untere und obere Grenzfrequenz sowie für Frequenzen, die um den Faktor 3 bzw. 6 von den Grenzfrequenzen abweichen.

Für die Bilder 13 und 14 ist vorausgesetzt, daß der Frequenzgang des Verstärkers dem

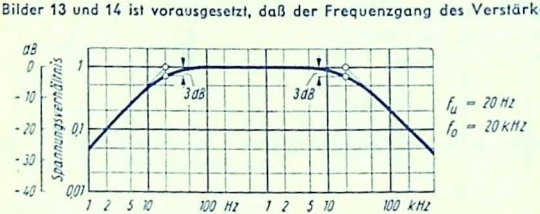


Bild 15

Bild 15 entspricht. Der sich zu einer steuernden Rechteckspannung ergebende zeitliche Verlauf der Ausgangsspannung hängt nämlich vom Verstärker-Frequenzgang ab. Maß-

gebend für die Art der Verzerrung des Rechteckverlaufes ist die Steilheit des Frequenzgang-Abfalles jenseits der Grenzfrequenzen. Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von dem Verstärkerfrequenzgang verbietet es, die Prüfung mit Rechteck-Eingangsspannung zum prinzipiellen Untersuchen des Frequenzverhaltens von Verstärkern zu verwenden. Hingegen eignen sich solche Prüfungen sehr gut, um Verstärker eines Typs untereinander zu vergleichen. An dem zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung für die verschiedenen Folgefrequenzen der Rechteckspannung lassen sich Unterschiede in den Frequenzgängen gleichartig aufgebauter Verstärker sehr rasch und deutlich feststellen.

Prüfung auf Instabilität (Schwingneigung) mit Sinusspannung

Es empfiehlt sich, die Prüfung auf Schwingneigung auch mit einer Sinusspannung durchzuführen. Dafür wählt man eine Frequenz nahe der unteren Grenze des Arbeitsfrequenzbereiches. Bezüglich Instabilität hat man zwei Fälle zu unterscheiden:
Insbesondere im Gegentakt-B-Betrieb können beim Übergang vom stromlosen in den stromführenden Zustand jeder der beiden Endröhren Schwingungen angestoßen werden. Die Ursache ist hier meistens die Streuresonanz des Ausgangstransformators **(Bild 16)**.

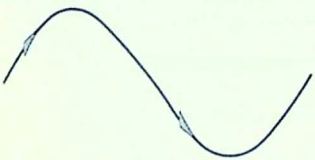


Bild 16

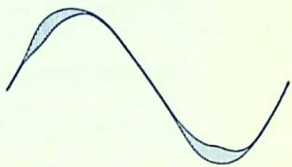


Bild 17

Bei Verstärkern, die mit starker Gegenkopplung arbeiten, kann die Gegenkopplung bei einer meistens sehr hohen Frequenz zu einer Mitkopplung werden. Wenn nun die Arbeitssteilheit für einen nicht zu kleinen Bereich der Augenblickswerte der Signalspannung groß genug wird, schaukeln sich Eigenschwingungen auf. Diese Eigenschwingungen

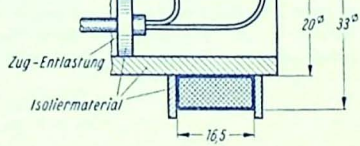


Bild 18

kommen allein bei tiefen Frequenzen der Signalspannung zur Geltung, weil sich hierbei der Zustand des Verstärkers nur langsam ändert und deshalb die Zeit für das Aufschaukeln von Schwingungen ausreicht **(Bild 17)**.

Eigenstreufeld

Zum Messen des Eigenstreufeldes wird eine Meßspule in Verbindung mit einem Röhrenvoltmeter benutzt. Man tastet mit der Spule die Umgebung des Verstärkers in 30 cm Abstand von dessen äußerer Begrenzung ab. Dabei muß man die Spule an jedem der kontrollierten Punkte so drehen, daß sich dafür der höchste Ausschlag am Röhrenvoltmeter zeigt.

Man verwendet eine Spule nach **Bild 18.** Diese ergibt mit der höchstzulässigen Felddichte von 50 Milligauß bei einer Frequenz von 50 Hz eine Spannung von 5 mV.

Fremdfeld-Einfluß

Um den Fremdfeld-Einfluß zu ermitteln, braucht man eine Spule, deren Innendurchmesser und Länge groß gegen die Verstärkerabmessungen sind. Diese Spule schließt man, gegebenenfalls über einen Transformator, an die Netzwechselspannung an und stellt den Strom so ein, daß in dem homogenen Teil des Feldes eine Felddichte von ungefähr 5 Gauß zustande kommt. In die Mitte des von der Spule umschlossenen Raumes bringt man den Verstärker so an, daß er sich gegen die Spule verdrehen läßt. Man mißt die durch das Fremdfeld verursachte Spannung ebenso wie die Fremdspannung (Bild 8).

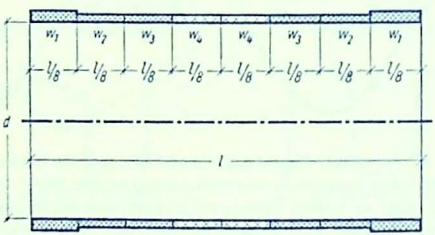


Bild 19

Bild 19 gibt ein Beispiel für eine solche Spule. Die Spulenlänge ist gleich dem doppelten Spulendurchmesser gewählt, was sich als zweckmäßig erwiesen hat. Mit Rücksicht auf die Homogenität des Feldes muß die Spule, bezogen auf die Einheit der Spulenlänge, an den Spulenenden mehr Windungen haben als in der Mitte. Man unterteilt also die Spulenwicklung z. B. gemäß Bild 19 in 8 Teile gleicher Wicklungslänge und gibt diesen die Windungszahlen:

$$w_1 = 3 \cdot w_4 \qquad w_2 = w_3 = 2 \cdot w_4$$

Damit erhält man als Felddichte B in Gauß mit dem Spulenstrom I in Ampere und der Spulenlänge l in cm:

$$B = 7{,}1 \cdot \frac{I \cdot w_2}{l} \text{ Gauß}$$

Zahlenbeispiel: Für eine Spulenlänge $l = 100$ cm und $w_2 = 70$ Windungen erhält man mit $I_{eff} = 4$ A eine Felddichte

$$B = 7{,}1 \cdot \frac{4 \cdot 70}{100} \text{ Gauß} \approx 20 \text{ Gauß}$$

Empfohlene Werte: $l = 100$ cm, $d = 50$ cm, $w_1 = 105$, $w_2 = w_3 = 70$, $w_4 = 35$; Drahtdurchmesser 2 mm.

Normwerte

Größe	DIN 45 565 Vorverstärker	DIN 45 566 Leistungsverstärker	DIN 45 567 Vollverstärker
Nennleistung P_{nenn}	—	$\geqq$ 10 W	$\geqq$ 10 W
Klirrgrad 40 Hz	$<$ 3 %	$<$ 6 %	$<$ 6 %
Klirrgrad 1 kHz	$<$ 0,5 %	$<$ 2 %	$<$ 2 %
Klirrgrad 5 kHz	$<$ 1 %	$<$ 3 %	$<$ 3 %
Spannungsverstärkung	66 dB	46 dB	106 dB
entspricht $U_2 : U_0$	2000	200	200 000
Spannungsfrequenzgang:			
Abfall bei 40 Hz und 15 kHz	$<$ 1,5 dB	$<$ 2 dB	$<$ 4 dB
Spitzenleistung	—	$\leqq$ 2 P_{nenn}	$\leqq$ 2 P_{nenn}
Nenn-Eingangsspannung $U_{e\,nenn}$	0,5 mV	500 mV	0,5 mV
Maximale Eingangsspannung $U_{e\,max} : U_{e\,nenn}$	$\geqq$ 20	—	$\geqq$ 20
Eingangsimpedanz symmetrisch	$>$ 500 Ω	$>$ 1,5 kΩ	$>$ 500 Ω
Eingangsimpedanz unsymmetrisch	—	$>$ 100 kΩ	—
Eingangssymmetrieverhältnis	$\geqq$ 45 dB	$\geqq$ 45 dB	$\geqq$ 45 dB
Ausgangsimpedanz[1]	$\leqq$ 0,3 · R_2	$\leqq$ 0,3 · R_2	$\leqq$ 0,3 · R_2
Fremdspannungsabstand	$\geqq$ 60 dB	$\geqq$ 66 dB	$\geqq$ 54 dB
Eigenstreufeld in 30 cm Abstand	für alle drei Verstärker $\leqq$ 50 Milligauß		
Fremdfeldeinfluß	$\leqq$ 20 mV/Gauß		$\leqq$ 4 V/Gauß

1) R_2 ist der Soll-Abschlußwiderstand des Verstärkers (siehe Seite 119).

Stabilisieren des Anoden-Ruhestromes steiler Röhren

Notwendigkeit des Stabilisierens

Eine Röhre mit hoher Steilheit hat im allgemeinen einen sehr geringen Abstand zwischen Steuergitter und Kathode. Je kleiner man diesen Abstand wählt, desto stärker wirken sich die nicht völlig vermeidbaren Abweichungen von seinem Sollwert auf den Anodenruhestrom aus, der bei gegebenen Werten der Gittervorspannung und der Anodengleichspannung fließt.

Die Abstands-Abweichungen, die man **Geometriestreuungen** nennt, beeinflussen über den Anodenstrom die Kennwerte der Röhre und damit die Funktion der Röhrenschaltung. Um diese Einflüsse zu verringern und um so den höchstzulässigen Wert der Anodenbelastung soweit als möglich ausnutzen zu können, muß man die Auswirkung der Geometriestreuungen auf den Anoden-Ruhestrom durch Schaltungsmaßnahmen abschwächen.

Für den Anoden-Ruhestrom gibt es zwei obere Grenzen. Diese sind:

1. der Anodenstrom, den man erhält, wenn man die maximale Anodenbelastung durch die Anodengleichspannung teilt,
2. der Anodenstrom, der (gegebenenfalls unter Berücksichtigung des Schirmgitterstromes) durch den Grenzwert des Kathodenstromes bestimmt wird.

Keine der beiden Grenzen darf in der Schaltung für die darin höchstmögliche Streuung des Anoden-Ruhestromes nach oben überschritten werden.

Den durch die Geometriestreuung bedingten **Streubereich des Anoden-Ruhestromes** I_{a0} gibt man für konstante Gitter-Kathoden-Vorspannung U_{gk} an, und zwar entweder mit $\pm \Delta I_{a0}$ als mögliche Einzelabweichungen nach beiden Richtungen oder mit $2 \cdot |\Delta I_{a0}|$ als gesamten Streubereich.

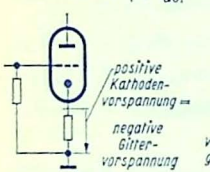


Bild 1

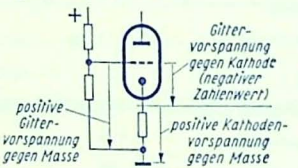


Bild 2

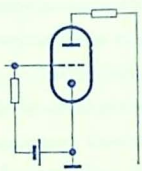


Bild 3

Stabilisieren mit Kathoden- und/oder Anodenwiderstand

Stabilisieren bedeutet hier ein Vermindern des Einflusses der Geometriestreuungen auf den Anoden-Ruhestrom. Dazu gibt es mehrere grundsätzliche Möglichkeiten:

1. Gewinnen der Gittervorspannung als **Kathodenvorspannung** mit Hilfe eines Kathodenwiderstandes **(Bild 1) (automatische Gittervorspannung).**
2. Verwenden einer **erhöhten Kathodenvorspannung** in Verbindung mit einer positiven Gittervorspannung gegen Masse (entsprechend **Bild 2**). Erstere ist höher als letztere.
3. Einfügen eines für Gleichstrom wirksamen **Widerstandes** in die **Anodenleitung (Bild 3).**

Man kann die Möglichkeiten 1 bzw. 2 und 3 auch kombiniert ausnutzen.

Bild 4 zeigt, wie ein Kathodenwiderstand, der zum Erzeugen der negativen Gittervorspannung dient, stabilisierend wirkt. Dieses Bild enthält die Anodenstrom/Gitterspan-

nungs-Kennlinie einer Mittelwertröhre, dazu die Streuzone des Anoden-Ruhestromes und die zum Kathodenwiderstand gehörende Gerade. Für eine feste Gittervorspannung ergibt sich als Streubereich des Anoden-Ruhestromes der Wert $2 \cdot |\Delta I_{a0}|$ Bei Verwenden des Kathodenwiderstandes steigt die Gittervorspannung mit wachsendem Anoden-Ruhestrom entsprechend der Kathodenwiderstands-Geraden an. Hierzu fällt der Streubereich des Anoden-Ruhestromes geringer aus als bei fester Vorspannung. Er beträgt dann $2 \cdot |\Delta' I_{a0}|$

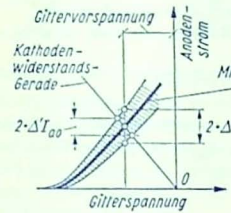


Bild 4

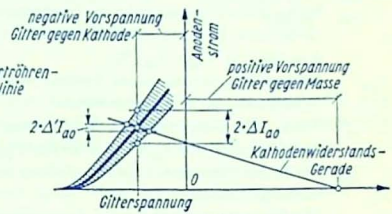


Bild 5

Je höher man den Kathodenwiderstand wählt, desto flacher liegt im Anodenstrom/Gitterspannungs-Kennlinienfeld die zu ihm gehörende Gerade. Um für eine gegebene Gittervorspannung einen erhöhten Kathodenwiderstand verwenden zu können, muß man dem Gitter zum Erreichen des vorgegebenen Anoden-Ruhestrom-Wertes gegen Masse eine positive Vorspannung geben. **Bild 5** veranschaulicht das. Es zeigt außerdem, daß die reduzierte Anoden-Ruhestrom-Streuung $2 \cdot |\Delta' I_{a0}|$ durch diese Maßnahmen gegenüber **Bild 4** wesentlich weiter herabgesetzt wird.

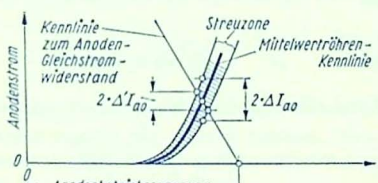


Bild 6

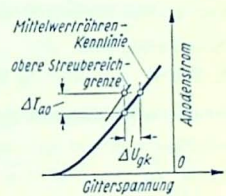


Bild 7

Bild 6 läßt die Auswirkung eines in die Anodenleitung gelegten Gleichstromwiderstandes auf den Streubereich des Anoden-Ruhestromes erkennen: In dem Anodenstrom/Anodenspannungs-Kennlinienfeld ist die Kennlinie einer Mittelwertröhre für konstante Gitter-Kathoden-Spannung (feste Gittervorspannung) mit der hierzu gehörenden Streuzone eingetragen. Außerdem enthält dieses Bild die Gerade zu dem in die Anodenleitung eingefügten Gleichstromwiderstand. Dieser Widerstand bewirkt, daß die Anodenspannung mit wachsendem Anoden-Ruhestrom sinkt. Demgemäß fällt auch hier $2 \cdot |\Delta' I_{a0}|$ für Trioden merklich kleiner aus als der zu gleichbleibender Anodengleichspannung gehörende Streubereich $2 \cdot |\Delta I_{a0}|$ Für Pentoden hat ein Schirmgitter-Vorwiderstand die gleiche Wirkung.

Berechnungsgrundlagen

Entweder hat man die reduzierte Anoden-Ruhestrom-Streuung zu berechnen oder den Kathodenwiderstand bzw. den in die Anodenleitung einzufügenden Gleichstromwiderstand zu ermitteln. Dabei benötigt man als Größen bzw. Formelzeichen:

I_{a0}	Anoden-Ruhestrom der Mittelwert-Röhre
$\lvert \Delta\ I_{a0} \rvert$	Betrag der Streuung des Anoden-Ruhestromes nach einer Seite
$\lvert \Delta' I_{a0} \rvert$	Betrag der reduzierten Streuung des Anoden-Ruhestromes nach einer Seite
n	prozentuale Streuung des stabilisierten Anoden-Ruhestromes nach einer Seite $n = 100 \cdot \lvert \Delta' I_{a0} \rvert : I_{a0}$ [%]
U_{gk}	Gittergleichspannung gegen Kathode = Gittervorspannung
U_{gm}	Gittergleichspannung gegen Masse
$\lvert \Delta\ U_{gk} \rvert$	Betrag der Gitterspannungs-Abweichung, die der einseitigen Anoden-Ruhestrom-Streuung $\lvert \Delta\ I_{a0} \rvert$ entspricht: $\Delta\ U_{gk} = \Delta\ I_{a0}/S_0$ (siehe Bild 7)
$\lvert \Delta' U_{gk} \rvert$	Betrag der Gitterspannungs-Abweichung zu $\lvert \Delta' I_{a0} \rvert$
R_k	Kathodenwiderstand
R_s	Gleichstromwiderstand in der Anodenleitung
R_i	Röhren-Innenwiderstand
S_0	statische Steilheit der nicht stabilisierten Mittelwertröhre bei I_{a0} (etwa die Steilheit, die für den Verstärkungsvorgang bei der dafür wirksamen Überbrückung von R_k und R_s maßgebend ist)
S'	Gleichstrom-Steilheit, auf Grund einer Stabilisierung reduziert, nur gültig für die Stabilisierung des Anoden-Ruhestromes, also nicht maßgebend für die Signalverstärkung.

Hiermit gelten folgende Beziehungen:

Stabilisierung mit:

R_k **(Bild 8)**	R_s **(Bild 9)**	R_k und R_s **(Bild 10)**
Reduzierte Gleichstromsteilheit $S' = \lvert \Delta' I_{a0} \rvert : \lvert \Delta\ U_{gm} \rvert =$		
$\dfrac{S_0}{1 + S_0 \cdot R_k}$	$\dfrac{S_0}{1 + R_s/R_i}$	$\dfrac{1}{R_k + \dfrac{1 + R_s/R_i}{S_0}}$
Reduzierte Anoden-Ruhestrom-Streuung $\lvert \Delta' I_{a0} \rvert =$		
$\dfrac{\lvert \Delta\ U_{gk} \rvert \cdot S_0}{1 + S_0 \cdot R_k}$	$\dfrac{\lvert \Delta\ U_{gk} \rvert \cdot S_0}{1 + R_s/R_i}$	$\dfrac{\lvert \Delta\ U_{gk} \rvert}{R_k + \dfrac{1 + R_s/R_i}{S_0}}$
Erforderliche Widerstände:		für gegebenen Wert R_s:
$R_k = \dfrac{\lvert \Delta\ U_{gk} \rvert \cdot 100}{n \cdot I_{a0}} - \dfrac{1}{S_0}$	$R_s = \left(\dfrac{\lvert \Delta\ U_{gk} \rvert \cdot 100 \cdot S_0}{n \cdot I_{a0}} - 1 \right) \cdot R_i$	$R_k = \dfrac{\lvert \Delta\ U_{gk} \rvert \cdot 100}{n \cdot I_{a0}} - \dfrac{1 + R_s/R_i}{S_0}$

Bild 8

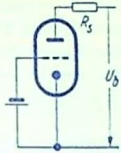


Bild 9

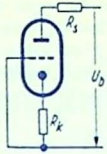


Bild 10

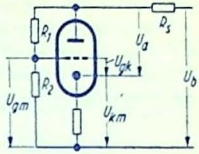


Bild 11

Schaltung mit Spannungsteiler

In einer Schaltung nach Bild 2 legt man den Spannungsteiler bei Vorhandensein eines für Gleichstrom in der Anodenleitung wirksamen Widerstandes R_s statt an den positiven Pol der Betriebsspannung an die Anode **(Bild 11)**. Der Widerstand R_s (meistens einige kΩ) ist zum Entkoppeln zwischen Hf- und Speisespannung ohnehin notwendig.
Die Anoden-Ruhestrom-Streuung wird hierbei über das durch Bild 5 veranschaulichte Maß hinaus reduziert:

Bei erhöhtem Anoden-Ruhestrom ergibt sich eine entsprechend größere Spannung an R_s. Demgemäß sinkt die Spannungsteiler-Gesamtspannung und mit ihr die an dem Spannungsteiler abgegriffene positive Vorspannung U_{gm} des Gitters gegen Masse. Folglich steigt der Betrag der negativen Spannung des Gitters gegen die Kathode. Die erhöhte negative Gitterspannung wirkt dem Anwachsen des Anoden-Ruhestromes entgegen und schwächt es so ab.

Die durch die Geometriestreuung bedingte Anoden-Ruhestrom-Streuung entspricht hierbei einer Gitter-Kathoden-Spannungs-Abweichung, die folgender Beziehung genügt:

$$|\Delta' U_{gk}| = \frac{|\Delta I_{a0}|}{S_0} - \frac{I_{a0} \cdot n}{100} \cdot R_s \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Beispiel: Stabilisieren des Anoden-Ruhestromes der Cascodeschaltung

Bild 12 zeigt die hier gewählte Schaltung. Diese sei mit einer PCC 88 bestückt. Der Rechnung werden folgende Werte zugrunde gelegt:

U_b	Speisespannung	220 V
P_{aI+II}	Anodenbelastbarkeit für beide Systeme zusammen	3,6 W
U_{gk}	gewählte Gittervorspannung	− 1,3 V
I_{a0}	Anoden-Ruhestrom (zu $U_{gk} = -1{,}3$ V und $U_{aI} \approx 92$ V)	15 mA
$\pm \Delta I_{a0}$	Anoden-Ruhestrom-Streuung infolge von Geometrie-Streuungen	± 5 mA
S_0	Steilheit einer Mittelwertröhre (zu $I_{a0} = 15$ mA)	12,5 mA/V
R_{iI+II}	Röhren-Innenwiderstand für die Reihenschaltung beider Systeme	5,2 kΩ
R_s	Gleichstromwiderstand in der Anodenleitung	2 kΩ

Auf den Widerstand R_s entfällt mit $I_{a0} = 15$ mA eine Spannung von 30 V. Eine weitere Spannung von ungefähr 7 V tritt am Kathodenwiderstand auf. Folglich ist mit einer Anodengleichspannung U_{aI+II} von etwa 220 V − 30 V − 7 V = 183 V zu rechnen. Damit die Anodenverlustleistung P_{aI+II} den höchstzulässigen Wert von 3,6 W nicht

überschreitet, darf der Anoden-Ruhestrom nicht größer werden als 3600 mW: 183 V = 19,6 mA. Das bedeutet, daß der Anoden-Ruhestrom um rund 30 % nach oben streuen darf. Diese für die Belastbarkeit der Röhre zulässige Anoden-Ruhestrom-Streuung von 30 % soll jedoch z. B. auf $n = 5\,\%$ reduziert werden, um die Einflüsse der Streuungen der Röhrendaten auf die Schaltung hinreichend klein zu halten.

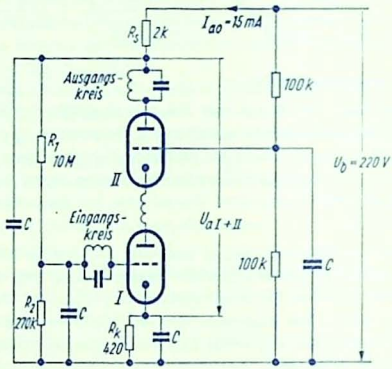


Bild 12

Zu dem in der Tabelle angegebenen Wert $|\Delta I_{a0}| = 5$ mA, der durch die Geometriestreuung bedingt ist, erhält man:

$$|\Delta U_{gk}| = \frac{|\Delta I_{a0}|}{S_0} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{12{,}5 \cdot 10^{-3}} = 0{,}4 \text{ V}$$

Daraus errechnet sich der Wert des Kathodenwiderstandes R_k mit $n = 5\%$ so:

$$R_k = \frac{|\Delta U_{gk}| \cdot 100}{n \cdot I_{a0}} - \frac{1 + R_s/R_i}{S_0} = \frac{0{,}4 \cdot 100}{5 \cdot 15 \cdot 10^{-3}} - \frac{1 + 2/5{,}2}{12{,}5 \cdot 10^{-3}} \approx 420\,\Omega.$$

An diesem Widerstand tritt eine Spannung von 15 mA · 420 Ω = 6,3 V auf.

Die Röhre verlangt hier statt der negativen Gittervorspannung von 6,3 V eine solche von 1,3 V. Also muß an dem aus R_1 und R_2 bestehenden Spannungsteiler **(Bild 12)** gegen Masse eine Spannung $U_{gm} = 6{,}3\text{ V} - 1{,}3\text{ V} = 5\text{ V}$ abgenommen werden.

Mit einem Wert des Widerstandes R_1 von z. B. 10 MΩ ergibt sich der Widerstand R_2 mit dem Spannungsverhältnis 5 V: (190 V − 5 V) zu etwa 270 kΩ.

Mit R_s, R_1 und R_2 kann nun die reduzierte einseitige Gitterspannungsabweichung $|\Delta' U_{gk}|$ so berechnet werden:

$$|\Delta' U_{gk}| = \frac{|\Delta I_{a0}|}{S_0} - \frac{I_{a0} \cdot n}{100} \cdot R_s \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$|\Delta' U_{gk}| = 0{,}4 - 0{,}04 = 0{,}36\ \text{V}$$

Hierzu ergibt sich die reduzierte, einseitige Anoden-Ruhestrom-Streuung $|\Delta' I_{a0}|$ mit:

$$|\Delta' I_{a0}| = \frac{|\Delta' U_{gk}|}{R_k + \frac{1 + R_s/R_i}{S_0}} = \frac{0{,}36}{420 + \frac{1 + 2/5{,}2}{12{,}5 \cdot 10^{-3}}} \approx 0{,}68\ \text{mA}$$

Das bedeutet $n \approx 4{,}5\%$.

Kennlinien für die PCC 88

Das **Bild 13** stellt den Zusammenhang zwischen $\frac{|\Delta' I_{a0}|}{I_{a0}}$ und R_k einmal für $R_s = 0$ und einmal für $R_s = 2\ \text{k}\Omega$ sowie
für $R_1 = 10\ \text{M}\Omega$ die Abhängigkeit des Widerstandes R_2 von R_k dar.

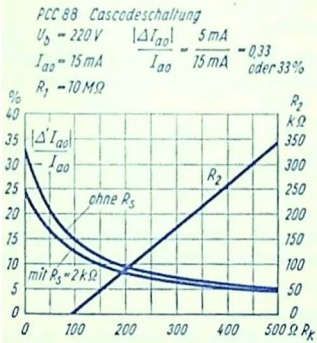


Bild 13

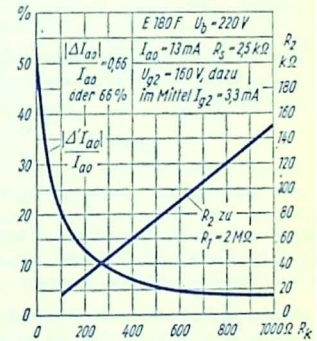


Bild 14

Zahlenwerte für die Pentode E 180 F

Bild 14 zeigt als Funktion des Kathodenwiderstandes R_k die reduzierte einseitige Streuung des Anoden-Ruhestromes in Prozenten des ursprünglichen Anoden-Ruhestromes der Mittelwertröhre, nämlich

$$\frac{|\Delta' I_{a0}|}{I_{a0}} \cdot 100$$

und den notwendigen Wert des Teilwiderstandes R_2, wenn R_1 mit 2 MΩ festgelegt ist. Dem Bild 14 liegt die Schaltung nach Bild 11 zugrunde.

Führt man die vorstehend erläuterten Rechnungen für Pentoden durch, so muß man statt des Anodenruhestromes den Kathodenruhestrom einsetzen.

Abschließend sei bemerkt, daß mit den hier dargestellten Methoden für Pentoden nicht sämtliche Stabilisierungsmöglichkeiten erschöpft sind.

Regeln steiler Röhren bei stabilisiertem Anodenstrom

Regelspannungsbedarf

Geregelt wird durch Ändern der in **Bild 1** mit U_{gm} bezeichneten Spannung. Die Stabilisierung des Anodenstromes vermindert die Auswirkung der Regelspannung. Deshalb sind bei stabilisiertem Anodenstrom höhere Regelspannungen erforderlich als sonst.

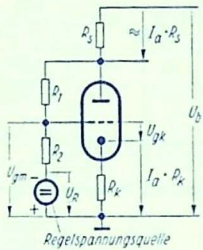


Bild 1

Damit das Steuergitter gegen Masse die Spannung U_{gm} annimmt, muß die Regelspannungsquelle bei vernachlässigbarem Innenwiderstand ($R_i \approx 0$) die Regelspannung U_R aufbringen (Bild 1):

$$U_R = \left(U_{gm} - \frac{U_b - I_a \cdot R_s}{1 + R_1/R_2} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Hierin ist $\qquad U_{gm} = U_{gk} + I_a \cdot R_k \qquad$ und

I_a der Anodenstrom, der sich bei der Spannung U_{gk} des Gitters gegen die Kathode einstellt. I_a ist für U_{gk} und für die gewählte Anodengleichspannung $U_b - I_a \cdot R_s - I_a \cdot R_k$ aus den Röhrenkennlinien zu entnehmen.

Beispiel zum Berechnen des Regelspannungsbedarfes

Gegeben sei die Röhre PCC 88. Für sie gelten die auf Seite 135 angegebenen Zahlenwerte. Durch die Regelspannung soll der Anodenstrom auf $I_a = 1$ mA herabgesetzt werden. Aus dem Kennlinienbild der Röhre entnimmt man die hierzu erforderliche Gitter-Kathoden-Vorspannung $U_{gk} = -3{,}1$ V.

Mit den Widerständen $R_k = 420\,\Omega$, $R_s = 2\,\text{k}\Omega$, $R_1 = 10\,\text{M}\Omega$ und $R_2 = 270\,\text{k}\Omega$ (siehe Seite 137) errechnet sich:

$$U_{gm} = (-3{,}1\text{ V} + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}42 \cdot 10^3)\text{ V} = -2{,}68\text{ V}$$

und

$$U_R = \left(-2{,}68 - \frac{220 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3}{1 + \frac{10}{0{,}27}} \right) \cdot \left(1 + \frac{0{,}27}{10} \right) \text{V} = -8{,}7\text{ V}$$

Dieser Wert der Regelspannung gilt nur für den Fall, daß der Innenwiderstand R_i der Regelspannungsquelle vernachlässigbar ist ($R_i \approx 0$) zum Herabsetzen des Anodenstromes I_a auf 1 mA.

In der Praxis hat man jedoch mit einem erheblichen Wert von R_i zu rechnen. Ist $R_i < R_2$ (Bild 1), so kann der Innenwiderstand der Regelspannungsquelle als Teil von R_2 aufgefaßt werden, ist $R_i > R_2$, so muß der Quellwiderstand für die Regelspannung durch einen zur Regelspannungsquelle parallel liegenden Widerstand entsprechend herabgesetzt werden (**Bild 2**). Die Regelspannungsquelle hat dann jedoch eine höhere Urspannung aufzubringen. Wenn es zum Sieben der Regelspannung notwendig ist, vergrößert man den Innenwiderstand der Regelspannungsquelle durch Einfügen eines Widerstandes (R_b in Bild 2).

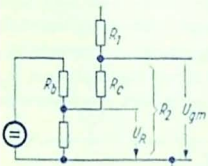


Bild 2

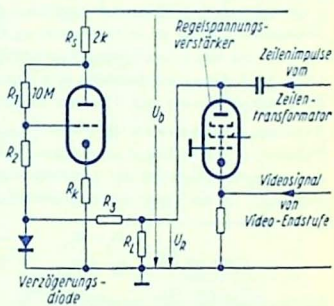


Bild 3

Verzögerte Regelung

Beim Herunterregeln der Verstärkung einer Anfangsstufe wird das Signal/Rausch-Verhältnis ungünstiger. Das ist der Grund, warum man die Verstärkungsregelung der Anfangsstufe im allgemeinen erst bei einer höheren Eingangs-Signalspannung wirksam werden läßt, die Regelung also „verzögert". Ein Beispiel für eine Schaltung, die diesen Zweck erfüllt, zeigt **Bild 3.** Soll die Regelung bei dem Wert U_{RE} der Regelspannung U_R einsetzen, so muß der Widerstand R_3 folgender Beziehung genügen:

$$R_3 = \frac{|U_{RE}| \cdot (R_1 + R_2)}{U_b - I_{a0} \cdot R_s}$$

Um eine Spannung U_{gm} des Gitters der Röhre gegen Masse zu erzeugen, benötigt man im Falle der um U_{RE} verzögerten Regelung eine Regelspannung U_R

$$U_R = U_{RE} + \left(U_{gm} - \frac{U_b - I_a \cdot R_s}{1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3}} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \right)$$

In dem vorgegebenen Beispiel (siehe Bild 3) soll die Regelung bei $U_{RE} = -6$ V einsetzen. Hierzu gehört:

$$R_3 = \frac{6\,(10 + 0{,}27) \cdot 10^6}{220 - 15 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3}\ \Omega \approx 330\ \text{k}\Omega$$

Der Regelspannungsbedarf U_R errechnet sich für eine zum Herabsetzen des Anodenstromes I_a auf 1 mA erforderliche Gitter-Kathoden-Spannung $U_{gk} = -3{,}1$ V und $U_m = -2{,}68$ V zu:

$$U_R = \left[-6 + \left(-2{,}68 - \frac{220 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3}{1 + \frac{10}{0{,}27 + 0{,}33}} \right) \cdot \left(1 + \frac{0{,}27 + 0{,}33}{10} \right) \right] \text{V} = -22 \text{ V}$$

Belastungswiderstand für den Regelspannungsverstärker

Zum Erzeugen der hier beispielsweise berechneten Regelspannung werden bei **getasteter Regelung** in Fernsehempfängern Regelspannungsverstärker verwendet (Bild 3). Für einen solchen Regelspannungsverstärker dienen die aus dem Zeilentransformator stammenden Impulse als Betriebsspannung. Gesteuert wird der Verstärker zwischen der Kathode und dem hier an Masse liegenden Gitter. Infolge der Ventilwirkung der Röhre nimmt die Anode gegen die Masse eine negative Spannung an. Deren Wert wird durch das zwischen Kathode und Gitter als Steuerspannung wirkende Videosignal beeinflußt.

Der Innenwiderstand eines derartigen Regelspannungsverstärkers kann sehr groß sein (Pentode ca. 10 MΩ). Damit der höchstzulässige Wert für den Gitterableitwiderstand R_{g1} der geregelten Röhre bei der Regelung nicht überschritten wird, muß der Belastungswiderstand R_L des Regelspannungsverstärkers (Bild 3) sein:

$$R_L \leqq \frac{R_1 \cdot R_{g1}}{R_1 - R_{g1}} - (R_2 + R_3)$$

Der Grenzwert für den Gitterableitwiderstand R_{g1} der PCC 88 beträgt 1 MΩ.

Somit wird $$R_L \leqq \left[\frac{10 \cdot 1}{10 - 1} - (0{,}27 + 0{,}33) \right] \cdot 10^6\,\Omega \approx 0{,}5\ \text{M}\Omega$$

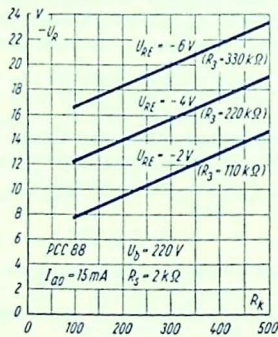


Bild 4

In **Bild 4** ist die benötigte Regelspannung U_R für den Fall aufgetragen, daß I_a auf 1/15 des zum normalen Arbeitspunkt geltenden Wertes herabzusetzen ist, und zwar für Einsatz der verzögerten Regelung bei $U_{RE} = -2$ V, -4 V und -6 V.

Pico 9-Röhren in Eingangs-Schaltungen für 400 ... 1000 MHz

Überblick

Pico 9-Röhren verwendet man in zunehmendem Maß für Gitterbasis-Eingangsstufen des genannten Frequenzbereiches. **Bild 1** zeigt die Prinzipschaltung einer Gitterbasisstufe mit je einem Leitungs-Resonanzkreis im Eingang und Ausgang. In C_1 und C_2 sind jeweils die Kapazitäten der Röhrenfassung und des Preßtellers zusammengefaßt. L_k, L_g und L_a stellen die Zuleitungsinduktivitäten, C_{kg}, C_{ag} und C_{ak} die Systemkapazitäten der Röhre

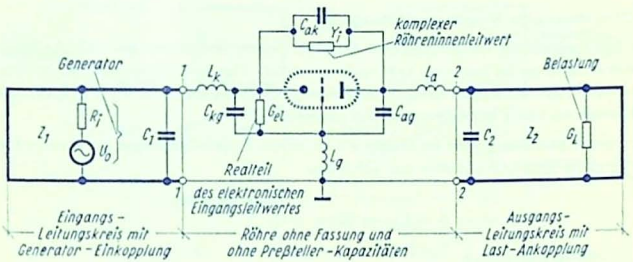


Bild 1

dar. In dem zwischen den Trennlinien 1—1 und 2—2 liegenden Röhrenvierpol sind die Kapazitäten C_1 und C_2 nicht enthalten. Sie werden also zu den Leitungs-Resonanzkreisen hinzugerechnet. Gemäß Bild 1 hat man im Röhrenvierpol außer Eingangsleitwert, Innenleitwert und Systemkapazitäten **(Bild 2)** vor allem auch die Zuleitungsinduktivitäten **(Bild 3)** zu berücksichtigen.

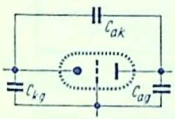


Bild 2

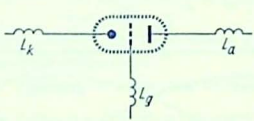


Bild 3

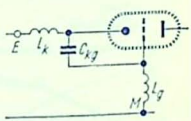


Bild 4

Die Summe der Induktivitäten der Kathoden- und Gitterzuleitung ($L_k + L_g$) ergibt zusammen mit der Kathoden-Gitter-Kapazität (C_{kg}) einen Reihenresonanzzweig. Dessen Resonanz nennt man **Eingangs-Kurzschlußresonanz der Röhre**, weil für die Resonanzfrequenz der zwischen den Punkten E und M in **Bild 4** und damit auch zwischen den Punkten 1—1 (Bild 1) auftretende Widerstand auf einen Mindestwert absinkt. Bis zu dieser Frequenz bleibt der Imaginärteil des Resonanzzweigwiderstandes negativ und damit der Imaginärteil seines Leitwertes positiv. Bis zu dieser Frequenz überwiegt nämlich der kapazitive Widerstand der Kathoden-Gitter-Kapazität den induktiven Widerstand der Summe aus den Induktivitäten der Kathoden- und Gitterzuleitung.

Entsprechendes gilt für den Ausgang hinsichtlich der Gitter-Anoden-Kapazität in Verbindung mit der Summe der Zuleitungsinduktivitäten für Gitter und Anode, also für die **Ausgangs-Kurzschlußresonanz der Röhre.**

Man verwendet die Schaltung nach Bild 1 für Empfangsfrequenzen, die unterhalb der Kurzschluß-Resonanzfrequenzen liegen.

Die Zuleitungsinduktivitäten nennt man, wenn auch nicht ganz zutreffend, im einzelnen **Kathodeninduktivität, Gitterinduktivität,** und **Anodeninduktivität.** Diese Bezeichnungen werden wegen ihrer Kürze hier ebenfalls verwendet.

Leitungskreise im Eingang und Ausgang

Als Abstimmelemente am Eingang und Ausgang dienen, wie schon erwähnt, **Leitungs-Resonanzkreise,** die man kurz Leitungskreise nennt. Das sind Leitungsstücke mit stark von ihrem Wellenwiderstand abweichenden Abschlußimpedanzen, wobei man die Resonanz z. B. durch die Länge des Leitungsstückes einstellt.

Zur Parallelresonanz gehört im Prinzip ein an einem Ende offenes und am andern Ende kurzgeschlossenes Leitungsstück von der Länge

$$l_{on} = (2 \cdot n - 1) \cdot \frac{\lambda}{4}$$

n ganze Zahl (1, 2, 3 . . .)
l_{on} Leitungs-Resonanzlänge zu der gewählten Zahl n
λ Wellenlänge auf der Leitung (etwa gleich der Wellenlänge im freien Raum)

Bild 5 zeigt die Strom- und Spannungsverteilung für $n = 2$. Zu **Bild 6** gehört $n = 1$ und damit $l_{on} = l_{01} = \lambda/4$.

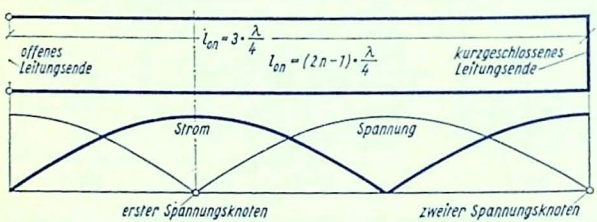


Bild 5

Man bemüht sich, im ersten Spannungsknoten abzustimmen. So erreicht man für den Verlust im Leitungskreis den Mindestwert und damit für die Stufe ein Höchstmaß an Leistungsverstärkung bei vorgegebener Bandbreite.

Im folgenden wird demgemäß ausschließlich $l_{01} = \lambda/4$ in Betracht gezogen. Jeder der beiden Leitungskreise ist also auf den ersten Spannungsknoten abgestimmt, und zwar durch Kurzschluß des äußeren Leitungsendes (Bild 1).

Belastung des im Idealfall offenen Leitungsendes

Wie Bild 1 erkennen läßt, ist das jeweils nicht kurzgeschlossene Leitungsende belastet. Als Last wirkt die Parallelschaltung der Kapazität C_1 bzw. C_2 mit dem zugehörigen Reihenresonanzzweig ($L_k + L_g$ in Reihe mit C_{kg} bzw. $L_a + L_g$ in Reihe mit C_{ag}). Wie die kapazitiven Leitwerte zu C_1 bzw. C_2, sind für Frequenzen unterhalb der Kurzschluß-Resonanzfrequenz auch die zu den Reihenresonanzzweigen gehörenden Leitwerte positiv imaginär.

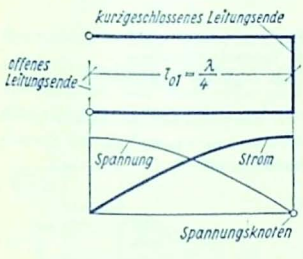


Bild 6

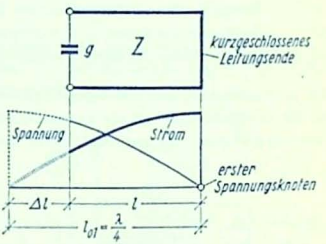


Bild 7

Bei Belastung des ursprünglich offenen Leitungsendes mit einem positiven imaginären Leitwert ergibt sich die Parallelresonanz für das auf der andern Seite kurzgeschlossene Leitungsstück mit einer gegen l_{01} um Δl kürzeren Leitungslänge. Die Belastung durch einen positiven imaginären Leitwert entspricht somit in ihrer Auswirkung der eines zusätzlichen, an beiden Enden offenen Leitungsstückes mit der Länge Δl.

Hierfür gilt:

$$\Delta l = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \text{arc tan}\,(g \cdot Z) \qquad (1)$$

g imaginärer Leitwert, der als Belastung auftritt

Z Leitungs-Wellenwiderstand

arc tan $(g \cdot Z)$ kleinster Winkel φ im Bogenmaß zu tan $\varphi = (g \cdot Z)$

Für positiven imaginären Leitwert g ist auch $(g \cdot Z)$ positiv. Folglich bleiben arc tan $(g \cdot Z)$ unter $\pi/2$ und damit Δl kleiner als $\lambda/4$.

g ist positiv für alle Frequenzen, die unter der Kurzschluß-Resonanzfrequenz der Röhre liegen. Man erkennt also, daß für solche Frequenzen, zu denen im ersten Spannungsknoten abgestimmt wird, die tatsächlich ausgeführte Leitungslänge l gegeben ist mit:

$$l = l_{01} - \Delta l = \lambda/4 - \Delta l \qquad \textbf{(Bild 7)} \qquad (2)$$

Innere Kopplungen zwischen Ausgang und Eingang der Röhre

Bild 1 zeigt, daß drei solche Kopplungen bestehen:

1. die Kopplung über den wegen der Laufzeiteffekte hier an und für sich schon komplexen Innenleitwert $Y_i = 1/Z_i$.

2. die Kopplung über die dem Innenleitwert Y_i parallel liegende Kapazität C_{ak}. Diese Kopplung wird mit wachsender Frequenz fester.

3. die Kopplung durch die dem Ausgang und Eingang gemeinsame Induktivität L_g der Gitterzuleitung. Auch diese Kopplung wächst mit zunehmender Frequenz.

Der komplexe Innenleitwert Y_i kann mit folgender Formel berechnet werden:

$$Y_i = |S| \cdot D \cdot (\cos \varphi_S + j \cdot \sin \varphi_S)$$

Darin sind:

$\|S\|$	Betrag der Kurzschlußsteilheit der Röhre
D	Durchgriff der Röhre, d. h. Kehrwert des Verstärkungsfaktors μ
φ_S	Steilheitsphase der Röhre (nacheilend, daher negativer Zahlenwert)

Um zu untersuchen, wie sich diese Kopplungen auf das Verhalten der Schaltung und auf die Durchstimmbarkeit der Leitungskreise auswirken, verwendet man die Vierpol-Leitwertgleichungen und berechnet hierzu die Vierpolkonstanten.

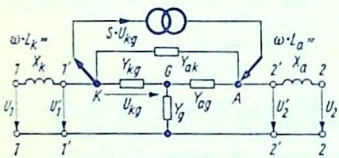


Bild 8

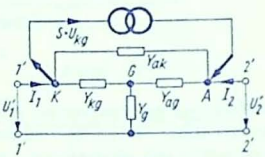


Bild 9

Die Vierpol-Leitwertgleichungen

Diesen Gleichungen kann man entweder den Vierpol zwischen den Trennlinien 1—1 und 2—2 oder den Vierpol zwischen den Trennlinien 1'—1' und 2'—2' zugrunde legen (**Bild 8**). Gewählt wird die an zweiter Stelle genannte Möglichkeit (**Bild 9**). Damit sind die Induktivitäten der Kathoden- und Anodenzuleitung ebenso wie die Kapazitäten des Preßtellers und der Röhrenfassung den Leitungskreisen zugeschlagen. In Bild 9 sind zusammengefaßt:

in	Y_{ak}	Y_i und der kapazitive Leitwert von C_{ak}
in	Y_{kg}	G_{el} und der kapazitive Leitwert von $C_{kg} + \Delta C_g$
		ΔC_g ist die „Raumladekapazität" der Röhre.

Außerdem sind in Bild 9 bezeichnet:

mit	Y_{ag}	der Leitwert der Kapazität von C_{ag}
mit	Y_g	der Leitwert der Induktivität von L_g

Die Generator-Eigenschaft des Vierpols wird durch die Urstromquelle berücksichtigt.

Hierfür gilt:

$$\text{Urstrom} = \text{Einströmung} = S \cdot U_{kg}$$

Mit dem Index $_{kg}$ ist festgelegt, daß die Spannung U_{kg} von der Kathode zum Gitter positiv gezählt wird. Für den Urstrom wie auch für die Ströme I_1 und I_2 sowie für die Spannungen U'_1 und U'_2 sollen die in Bild 9 eingetragenen positiven Zählrichtungen gelten. Die Zählrichtungen wurden so gewählt, wie es für Vierpole meistens geschieht.

Zu dem Vierpol, der in Bild 9 nochmals gesondert dargestellt ist, gehören folgende allgemeine Vierpol-Leitwertgleichungen:

$$I_1 = Y'_{11} \cdot U'_1 + Y'_{12} \cdot U'_2 \quad \text{und} \quad I_2 = Y'_{21} \cdot U'_1 + Y'_{22} \cdot U'_2 \tag{3}$$

Die Vierpol-Kennleitwerte zu Bild 9

Die in Gleichung (3) enthaltenen Leitwerte lassen sich durch jeweils einen Strom und eine Spannung ausdrücken, wenn man einmal U'_1 und das andere Mal U'_2 gleich Null setzt, also den Eingang oder den Ausgang kurzschließt **(Bild 10)**.

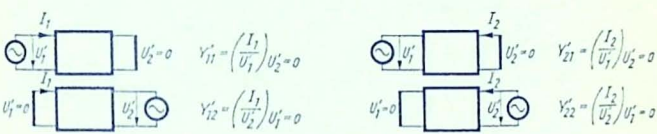


Bild 10

Die Leitwerte Y'_{11} und Y'_{21}, die für Kurzschluß des Ausgangs gelten, ergeben sich aus **Bild 11** zu:

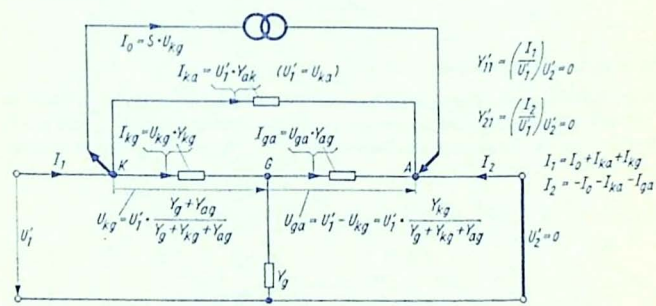


Bild 11

$$\left.\begin{aligned} Y'_{11} = \left(\frac{I_1}{U'_1}\right)_{U'_2=0} &= Y_{ak} + \frac{Y_{kg} \cdot (Y_g + Y_{ag})}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} + \frac{S \cdot (Y_g + Y_{ag})}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \\ Y'_{21} = \left(\frac{I_2}{U'_1}\right)_{U'_2=0} &= -Y_{ak} - \frac{Y_{ag} \cdot Y_{kg}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} - \frac{S \cdot (Y_g + Y_{ag})}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

Die Leitwerte Y'_{12} und Y'_{22}, die für Kurzschluß des Eingangs gelten, erhält man entsprechend aus **Bild 12** zu:

$$\left.\begin{aligned} Y'_{12} = \left(\frac{I_1}{U'_2}\right)_{U'_1=0} &= -Y_{ak} - \frac{Y_{ag}\cdot Y_{kg}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} - \frac{S\cdot Y_{ag}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \\ Y'_{22} = \left(\frac{I_2}{U'_2}\right)_{U'_1=0} &= Y_{ak} + \frac{Y_{ag}\cdot(Y_g + Y_{kg})}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} + \frac{S\cdot Y_{ag}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

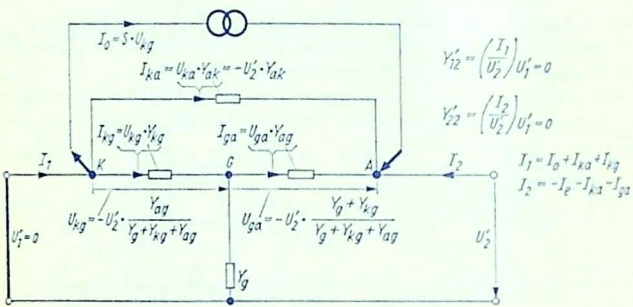


Bild 12

Die äquivalente Π-Schaltung

Aus der Schaltung, die in Bild 9 gezeigt ist, kann man die Schaltung ableiten, die **Bild 13** (siehe Seite 148) veranschaulicht. Die Leitwerte dieser der Schaltung nach Bild 9 äquivalenten π-Schaltung erhält man aus den Leitwerten Y'_{11}, Y'_{12}, Y'_{21} und Y'_{22} folgendermaßen:

$$\left.\begin{aligned} Y'_{kg} &= Y'_{11} + Y'_{21} = Y_{kg}\cdot\frac{Y_g}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \\ Y'_{ag} &= Y'_{22} + Y'_{12} = Y_{ag}\cdot\frac{Y_g}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \\ Y'_{ak} &= -Y'_{12} = Y_{ak} + \frac{(S + Y_{kg})\cdot Y_{ag}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \\ S' &= Y'_{12} - Y'_{21} = S\cdot\frac{Y_g}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

Wie aus diesen Gleichungen für die Leitwerte der äquivalenten π-Schaltung zu erkennen

ist, läßt sich der Einfluß der Induktivität L_g der Gitterzuleitung auf die Leitwerte Y_{kg} und Y_{ag} und Y_{ak} und S mit folgenden (frequenzabhängigen) Transformationsfaktoren berechnen:

$$\zeta = \frac{Y_g}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \qquad \vartheta = -\frac{Y_{ag}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \tag{7}$$

Diese Transformationsfaktoren kann man, wie hier angegeben, mit den Röhrenkenngrößen

$$Y_g = -j \cdot \frac{1}{\omega \cdot L_g} \qquad Y_{ag} = j \cdot \omega \cdot C_{ag} \qquad Y_{kg} = G_{el} + j \cdot \omega \cdot (C_{kg} + \Delta C_g)$$

auch so schreiben:

$$\left.\begin{aligned} \zeta &= \frac{1}{1 - \omega^2 \cdot L_g \cdot (C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag}) + j \cdot \omega \cdot L_g \cdot G_{el}} \\ \vartheta &= \frac{\omega^2 \cdot L_g \cdot C_{ag}}{1 - \omega^2 \cdot L_g \cdot (C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag}) + j \cdot \omega \cdot L_g \cdot G_{el}} \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

Die für die Röhre gegebenen Produkte $L_g \cdot C_{ag}$ und $L_g \cdot (C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag})$ können durch zwei Kreisfrequenzen ω_1 und ω_2 ausgedrückt werden:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_g \cdot C_{ag}}} \qquad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_g \cdot (C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag})}}$$

Damit folgen aus (8):

$$\zeta = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 + j \cdot \omega \cdot L_g \cdot G_{el}} \qquad \vartheta = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 + j \cdot \omega \cdot L_g \cdot G_{el}} \tag{9}$$

Ist, wie das häufig zutrifft, $\omega \cdot L_g \cdot G_{el} \ll \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2\right]$, so können die an sich komplexen Transformationsfaktoren ζ und ϑ als reelle Zahlen aufgefaßt und benutzt werden:

$$\zeta \approx \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2} \qquad \vartheta \approx \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2}$$

Die Röhre kann somit nur bei Kreisfrequenzen unter ω_2 betrieben werden.

ζ ist maßgebend für den Einfluß der Gitterinduktivität L_g auf die Leitwerte Y_{kg} und Y_{ag} sowie auf die Steilheit S.

Die Steilheit S sowie die Leitwerte Y_{kg} und Y_{ag} der Röhre erscheinen in der äquivalenten π-Schaltung gemäß dem Transformationsfaktor ζ durch den Einfluß der Gitterinduktivität erhöht, also mit S' und Y'_{kg} und Y'_{ag}

ϑ bestimmt den besonders wichtigen Einfluß der Gitterinduktivität auf den Rückwirkungsleitwert Y_{ak}:

$$Y'_{ak} = Y_{ak} - (S + Y_{kg}) \cdot \vartheta$$

worin Y'_{ak} der Rückwirkungsleitwert der äquivalenten π-Schaltung ist.

Mit
$$Y_{ak} = |S| \cdot D \cdot \cos \varphi_S + j \cdot |S| \cdot D \cdot \sin \varphi_S + j \cdot \omega \cdot C_{ak}$$
$$S = |S| \cdot \cos \varphi_S + j \cdot |S| \cdot \sin \varphi_S$$
$$Y_{kg} = G_{el} + j \cdot \omega \cdot (C_{kg} + \Delta C_g)$$

erhält man:

$$Y'_{ak} = |S| \cdot D \cdot \cos \varphi_S - (|S| \cdot \cos \varphi_S + G_{el}) \cdot \vartheta + j \cdot \omega \cdot C_{ak} + j \cdot |S| \cdot D \cdot \sin \varphi_S - j \cdot \omega \cdot (C_{kg} + \Delta C_g) \cdot \vartheta - j \cdot |S| \cdot \vartheta \cdot \sin \varphi_S \quad (10)$$

Hieraus läßt sich entnehmen, daß für bestimmte Werte von ϑ eine Kompensation des Realteiles oder des Imaginärteils von Y'_{ak} auftreten kann. Jede solche Kompensation ist eine gewisse **innere Neutralisation**, die man auch **Selbstneutralisation** nennt.

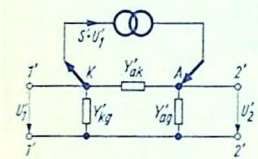


Bild 13

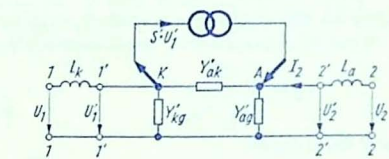


Bild 14

Nach (10) werden von dem Rückwirkungsleitwert Y'_{ak}

der Realteil Null, wenn
$$\vartheta = \vartheta_R = \frac{|S| \cdot D \cdot \cos \varphi_S}{|S| \cdot \cos \varphi_S + G_{el}} \quad (11)$$

der Imaginärteil Null, wenn
$$\vartheta = \vartheta_I = \frac{C_{ak} + \dfrac{|S| \cdot D \cdot \sin \varphi_S}{\omega}}{C_{kg} + \Delta C_g + \dfrac{|S| \cdot \sin \varphi_S}{\omega}} \quad (12)$$

Real- und Imaginärteil des Rückwirkungsleitwertes Y'_{ak} werden gemeinsam Null für die Frequenz, bei der $\vartheta_R = \vartheta_I$ (**vollständige Neutralisation** der Eingangsstufe).

Es interessiert bei vorgegebener Kreisfrequenz ω der Wert der Gitterinduktivität, bzw. bei vorgegebener Gitterinduktivität die Frequenz, bei der jeweils eine Neutralisation stattfindet. Der hierzu erforderliche Zusammenhang zwischen L_g, ω und ϑ folgt aus (8). Wir setzen hierzu voraus, daß

$$\omega \cdot L_g \cdot G_{el} \ll \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2\right]$$

und erhalten den Wert der Gitterinduktivität L_{gR}, der zur Neutralisation des Realteiles von Y'_{ak} führt, mit (11) so:

$$L_g = L_{gR} = \frac{1}{\omega^2 \cdot \left(C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag} + C_{ag} \cdot \frac{|S| \cdot \cos \varphi_S + G_{el}}{|S| \cdot D \cdot \cos \varphi_S} \right)} \tag{13}$$

Die Frequenz f_{NR}, für die bei gegebener Gitterinduktivität der Realteil von Y'_{ak} verschwindet, ergibt sich für $G_{el} \ll |S| \cdot \cos \varphi_S$ näherungsweise zu

$$f_{NR} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_g \cdot (C_{gk} + \Delta C_g + C_{ag} + C_{ag} \cdot \mu)}} \tag{14}$$

Die Gitterinduktivität, für die der Imaginärteil von Y'_{ak} kompensiert wird, erhält man mit (12) und (8) so:

$$L_g = L_{gI} = \frac{1}{\omega^2 \left(C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag} + C_{ag} \cdot \frac{C_{kg} + \Delta C_g + \frac{|S| \cdot \sin \varphi_S}{\omega}}{C_{ak} + \frac{|S| \cdot D \cdot \sin \varphi_S}{\omega}} \right)} \tag{15}$$

Die Frequenz f_{NI}, bei der der Imaginärteil von Y'_{ak} verschwindet, erhält man bei gegebener Gitterinduktivität mit den Näherungen zu:

$$\Delta C_g + \frac{|S| \cdot \sin \varphi_S}{\omega} \approx 0 \qquad \text{und} \qquad C_{ak} \gg \frac{|S| \cdot D \cdot \sin \varphi_S}{\omega}$$

$$f_{NI} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_g \left(C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag} + C_{ag} \cdot \frac{C_{kg}}{C_{ak}} \right)}} \tag{16}$$

Realteil und Imaginärteil des Rückwirkungsleitwertes Y'_{ak} verschwinden bei derselben Frequenz gemeinsam, wenn im Rahmen der für (14) und (16) gemachten Voraussetzungen zusätzlich gilt:

$$\mu = \frac{C_{kg}}{C_{ak}}$$

Damit ergibt sich vollständige Neutralisation.

Vierpol-Kennleitwerte durch Kathoden- und Anodeninduktivität transformiert

Diese Transformation der Leitwerte Y'_{11}, Y'_{12}, Y'_{21} und Y'_{22} führt zu den Kennleitwerten Y_{11}, Y_{12}, Y_{21} und Y_{22} des gesamten Vierpols, wie er in Bild 1 und Bild 8 zwischen den Trennlinien 1 – 1 und 2 – 2 liegt. Zum Berechnen dieser Kennleitwerte geht man von der äquivalenten π-Schaltung (Bild 13) und den zugehörigen Vierpolgleichungen (3) aus.

Die äquivalente π-Schaltung von Bild 13 wird durch Zuschalten der Kathoden- und Anodeninduktivität zur Schaltung nach **Bild 14.** Während Bild 13 dem Bild 9 entspricht, gehört Bild 14 zu Bild 8.

Durch Zufügen der induktiven Widerstände X_k und X_a ergeben sich:

$$U'_1 = U_1 - I_1 \cdot j \cdot X_k \qquad U'_2 = U_2 - I_2 \cdot j \cdot X_a \tag{17}$$

$X_k = \omega \cdot L_k$ = induktiver Widerstand der Kathodeninduktivität

$X_a = \omega \cdot L_a$ = induktiver Widerstand der Anodeninduktivität

Aus (3) folgt mit (17) und Auflösung nach I_1 sowie nach I_2:

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= \frac{Y'_{11} + \|Y'\| \cdot j \cdot X_a}{N} \cdot U_1 + \frac{Y'_{12}}{N} \cdot U_2 \\ \text{und} \qquad I_2 &= \frac{Y'_{21}}{N} \cdot U_1 + \frac{Y'_{22} + \|Y'\| \cdot j \cdot X_k}{N} \cdot U_2 \end{aligned}\right\} \tag{18}$$

Darin ist N eine komplexe dimensionslose Zahl:

$$N = 1 + Y'_{11} \cdot j \cdot X_k + Y'_{22} \cdot j \cdot X_a - \|Y'\| \cdot X_a \cdot X_k \tag{19}$$

worin

$$\|Y'\| = Y'_{11} \cdot Y'_{22} - Y'_{12} \cdot Y'_{21}$$

Durch Koëffizientenvergleich von (18) mit den Leitwertgleichungen des Vierpols 1—1, 2—2 von Bild 8, nämlich

$$I_1 = Y_{11} \cdot U_1 + Y_{12} \cdot U_2 \qquad I_2 = Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2$$

erhält man schließlich:

$$\left.\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{Y'_{11} + \|Y'\| \cdot j \cdot X_a}{N} & Y_{12} &= \frac{Y'_{12}}{N} \\ Y_{21} &= \frac{Y'_{21}}{N} & Y_{22} &= \frac{Y_{22'} + \|Y'\| \cdot j \cdot X_k}{N} \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

Imaginärteil des Ausgangsleitwertes

Auf die Durchstimmbarkeit des Kathodenkreises wird wegen des niedrigen Eingangswiderstandes in der Gitterbasisschaltung meistens verzichtet. Also steht hier die Dimensionierung des Anodenkreises an erster Stelle. Dafür muß man den Imaginärteil des Ausgangsleitwertes Y_{II} der Röhre in der hier benutzten Schaltung kennen.

Allgemein gilt für einen Vierpol, der aus einem Generator mit dem Innenleitwert Y_g gespeist wird:

$$Y_{II} = Y_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{11} + Y_g} \tag{21}$$

Insbesondere bei Neutralisation ist die Rückwirkung der Gitterbasisstufe gering. Außerdem hat sie einen hohen Kurzschluß-Eingangsleitwert Y_{11}. Folglich kann man hier setzen: $Y_{II} \approx Y_{22}$. Daraus ergibt sich mit (20), (19), (7) und (6):

$$Y_{II} \approx \frac{Y'_{22}}{1 + Y'_{22} \cdot X_a} = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{ag} \cdot \zeta}{1 - \omega^2 \cdot C_{ag} \cdot L_a \cdot \zeta} \tag{22}$$

also

$$\mathrm{Im}\,(Y_{II}) = g_{II} = \frac{\omega \cdot C_{ag} \cdot \zeta}{1 - \omega^2 \cdot C_{ag} \cdot L_a \cdot \zeta} \tag{23}$$

Verkürzung des anodenseitigen Leitungs-Resonanzkreises

Zum Berechnen der Verkürzung Δl_{II} und damit zum Beurteilen der Durchstimmbarkeit (um so kleiner je größer Δl_{II}) des anodenseitigen Leitungskreises, hat man als imaginären Belastungsleitwert g in (1) hier die Summe aus $\omega \cdot C_2$ (Bild 1) und $\mathrm{Im}\,(Y_{II}) = g_{II}$ einzusetzen. Damit wird die Verkürzung Δl_{II} des anodenseitigen Leitungskreises:

$$\Delta l_{II} = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \mathrm{arc\ tan} \left[\omega \cdot \left(C_2 + \frac{C_{ag} \cdot \zeta}{1 - \omega^2 \cdot C_{ag} \cdot L_a \cdot \zeta} \right) \cdot Z \right] \tag{24}$$

Zahlenwerte zur Pico 9-Röhre PC 86

$\lvert S \rvert$	= 14 mA/V	μ	= 68	U_a	= 175 V	I_{a0}	= 12 mA
R_k	= 125 Ω	G_{n100}	= 0,5 mS	G_{el100}	= 0,1 mS	r_{aeq}	= 230 Ω
φ_{S100}	= −7°	ΔC_g	= 2 pF	C_{ag}	= 2 pF	C_{kg}	= 3,6 pF
C_{ak}	= 0,2 pF	L_g	= 0,9 nH	L_a	= 3,9 nH	L_k	= 4,5 nH

Aus $\mu = 68$ folgt $D = 1 : 68 = 0{,}0147 = 1{,}47\%$.

Neutralisationsfrequenzen der PC 86

Mit (14) und (16) ergeben sich mit den vorstehenden Zahlenwerten:

$$f_{NR} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_g\,(C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag} + C_{ag} \cdot \mu)}}$$

$$\approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{0{,}9 \cdot 10^{-9} \cdot (3{,}6 + 2 + 2 + 2 \cdot 68) \cdot 10^{-12}}} = 440 \cdot 10^6\ \mathrm{Hz} = 440\ \mathrm{MHz}$$

$$f_{NI} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_g \cdot \left(C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag} + C_{ag} \dfrac{C_{kg}}{C_{ak}} \right)}}$$

$$\approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{0{,}9 \cdot 10^{-9} \left(3{,}6 + 2 + 2 + 2 \dfrac{3{,}6}{0{,}2} \right) \cdot 10^{-12}}} = 800 \cdot 10^6\ \mathrm{Hz} = 800\ \mathrm{MHz}$$

Die äquivalente π-Schaltung von Bild 13 wird durch Zuschalten der Kathoden- und Anodeninduktivität zur Schaltung nach **Bild 14.** Während Bild 13 dem Bild 9 entspricht, gehört Bild 14 zu Bild 8.

Durch Zufügen der induktiven Widerstände X_k und X_a ergeben sich:

$$U'_1 = U_1 - I_1 \cdot j \cdot X_k \qquad U'_2 = U_2 - I_2 \cdot j \cdot X_a \tag{17}$$

$X_k = \omega \cdot L_k$ = induktiver Widerstand der Kathodeninduktivität

$X_a = \omega \cdot L_a$ = induktiver Widerstand der Anodeninduktivität

Aus (3) folgt mit (17) und Auflösung nach I_1 sowie nach I_2:

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= \frac{Y'_{11} + \|Y'\| \cdot j \cdot X_a}{N} \cdot U_1 + \frac{Y'_{12}}{N} \cdot U_2 \\ \text{und} \qquad I_2 &= \frac{Y'_{21}}{N} \cdot U_1 + \frac{Y'_{22} + \|Y'\| \cdot j \cdot X_k}{N} \cdot U_2 \end{aligned}\right\} \tag{18}$$

Darin ist N eine komplexe dimensionslose Zahl:

$$N = 1 + Y'_{11} \cdot j \cdot X_k + Y'_{22} \cdot j \cdot X_a - \|Y'\| \cdot X_a \cdot X_k \tag{19}$$

worin

$$\|Y'\| = Y'_{11} \cdot Y'_{22} - Y'_{12} \cdot Y'_{21}$$

Durch Koëffizientenvergleich von (18) mit den Leitwertgleichungen des Vierpols 1—1, 2—2 von Bild 8, nämlich

$$I_1 = Y_{11} \cdot U_1 + Y_{12} \cdot U_2 \qquad I_2 = Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2$$

erhält man schließlich:

$$\left.\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{Y'_{11} + \|Y'\| \cdot j \cdot X_a}{N} & Y_{12} &= \frac{Y'_{12}}{N} \\ Y_{21} &= \frac{Y'_{21}}{N} & Y_{22} &= \frac{Y_{22}' + \|Y'\| \cdot j \cdot X_k}{N} \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

Imaginärteil des Ausgangsleitwertes

Auf die Durchstimmbarkeit des Kathodenkreises wird wegen des niedrigen Eingangswiderstandes in der Gitterbasisschaltung meistens verzichtet. Also steht hier die Dimensionierung des Anodenkreises an erster Stelle. Dafür muß man den Imaginärteil des Ausgangsleitwertes Y_{II} der Röhre in der hier benutzten Schaltung kennen.

Allgemein gilt für einen Vierpol, der aus einem Generator mit dem Innenleitwert Y_s gespeist wird:

$$Y_{II} = Y_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{11} + Y_s} \tag{21}$$

Insbesondere bei Neutralisation ist die Rückwirkung der Gitterbasisstufe gering. Außerdem hat sie einen hohen Kurzschluß-Eingangsleitwert Y_{11}. Folglich kann man hier setzen: $Y_{II} \approx Y_{22}$. Daraus ergibt sich mit (20), (19), (7) und (6):

$$Y_{II} \approx \frac{Y'_{22}}{1 + Y'_{22} \cdot X_a} = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{ag} \cdot \zeta}{1 - \omega^2 \cdot C_{ag} \cdot L_a \cdot \zeta} \tag{22}$$

also

$$\mathrm{Im}\,(Y_{II}) = g_{II} = \frac{\omega \cdot C_{ag} \cdot \zeta}{1 - \omega^2 \cdot C_{ag} \cdot L_a \cdot \zeta} \tag{23}$$

Verkürzung des anodenseitigen Leitungs-Resonanzkreises

Zum Berechnen der Verkürzung Δl_{II} und damit zum Beurteilen der Durchstimmbarkeit (um so kleiner je größer Δl_{II}) des anodenseitigen Leitungskreises, hat man als imaginären Belastungsleitwert g in (1) hier die Summe aus $\omega \cdot C_2$ (Bild 1) und $\mathrm{Im}\,(Y_{II}) = g_{II}$ einzusetzen. Damit wird die Verkürzung Δl_{II} des anodenseitigen Leitungskreises:

$$\Delta l_{II} = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \mathrm{arc\ tan} \left[\omega \cdot \left(C_2 + \frac{C_{ag} \cdot \zeta}{1 - \omega^2 \cdot C_{ag} \cdot L_a \cdot \zeta} \right) \cdot Z \right] \tag{24}$$

Zahlenwerte zur Pico 9-Röhre PC 86

$\lvert S \rvert$	= 14 mA/V	μ	= 68	U_a	= 175 V	I_{a0}	= 12 mA
R_k	= 125 Ω	G_{n100}	= 0,5 mS	G_{el100}	= 0,1 mS	$r_{a\varepsilon q}$	= 230 Ω
φ_{S100}	= −7°	ΔC_g	= 2 pF	C_{ag}	= 2 pF	C_{kg}	= 3,6 pF
C_{ak}	= 0,2 pF	L_g	= 0,9 nH	L_a	= 3,9 nH	L_k	= 4,5 nH

Aus $\mu = 68$ folgt $D = 1 : 68 = 0{,}0147 = 1{,}47\%$.

Neutralisationsfrequenzen der PC 86

Mit (14) und (16) ergeben sich mit den vorstehenden Zahlenwerten:

$$f_{NR} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_g\,(C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag} + C_{ag} \cdot \mu)}}$$

$$\approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{0{,}9 \cdot 10^{-9} \cdot (3{,}6 + 2 + 2 + 2 \cdot 68) \cdot 10^{-12}}} = 440 \cdot 10^6\ \mathrm{Hz} = 440\ \mathrm{MHz}$$

$$f_{NI} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_g \cdot \left(C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag} + C_{ag} \dfrac{C_{kg}}{C_{ak}} \right)}}$$

$$\approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{0{,}9 \cdot 10^{-9} \left(3{,}6 + 2 + 2 + 2 \dfrac{3{,}6}{0{,}2} \right) \cdot 10^{-12}}} = 800 \cdot 10^6\ \mathrm{Hz} = 800\ \mathrm{MHz}$$

Rundfunkempfänger-Abgleichverfahren

Verfahren und Meßmittel

Die folgend beschriebenen Verfahren gelten für AM- und FM-Überlagerungsempfänger (Super). Sie unterscheiden sich dadurch, daß einerseits mit Meßwerten und anderseits mit Kennlinien (Durchlaßkurven, Wandlerkennlinie) gearbeitet wird. Das Meßwertverfahren läßt sich in jedem Fall anwenden, während das Kennlinienverfahren zum Abgleich von Vorkreis und Oszillatorkreis weniger geeignet ist. Hier werden drei Verfahren behandelt:

1. **Meßwertverfahren** mit amplitudenmoduliertem Meßsender (AM) und Outputmeter oder Voltmeter,
2. **Meßwertverfahren** mit teils unmoduliertem, teils frequenz- und/oder amplitudenmoduliertem Meßsender, Richtstrominstrument (10 µA) und Nullstrominstrument (2×10 µA mit Nullpunkt in der Mitte) sowie
3. **Kennlinienverfahren** mit gewobbeltem, im übrigen nicht moduliertem Meßsender, Eichmarkengeber für AM- und FM-Zf und Oszillograph.

Anschluß des Meßsenders und der Instrumente

Den Meßsender koppelt man in verschiedener Weise an, je nachdem ob es sich um das gesonderte Speisen des Zf-Teiles oder um das Anschalten an den Antenneneingang des Empfängers handelt.

Zum Abgleich der Zf-Kreise legt man den Meßsender über einen Kondensator von 10...20 nF an das Steuergitter der Mischröhre.

Zum Oszillator- und Vorkreis-Abgleich gibt man die Meßsenderspannung über eine **„künstliche Antenne"** bzw. ein Symmetrierglied (Transformationsglied) an den Antenneneingang. Die Schaltung der künstlichen Antenne ist für Lang-, Mittel- und Kurz-

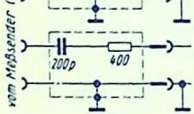


Bild 1

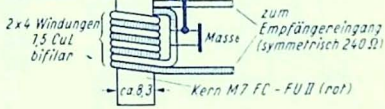


Bild 2

wellen (AM) gemäß IEC (**Bild 1** oben) genormt und wird in der Praxis meistens entsprechend Bild 1 unten gewählt. **Bild 2** zeigt das Transformationsglied, das für UKW-(FM-) Abgleich zwischen Meßsender-Koaxialkabel und symmetrischen Empfänger-Eingang eingefügt wird.

Das Outputmeter kommt an den Ausgang für den zweiten Lautsprecher. Führt dieser Ausgang Gleichspannung, so muß man einen Trennkondensator zwischenschalten.

Zum Messen der Summenrichtspannung und zum Feststellen der Nullpunktspannung (**Bild 3**) werden die Instrumente mit Vorwiderständen versehen:

Meßgröße: Summenrichtspannung, Nullpunktspannung

Meßbereich	10 V	100 V	3 V	30 V
Gesamtwiderstand	1 MΩ	10 MΩ	300 kΩ	3 MΩ

An Stelle der Diodenrichtspannung wird bei bekanntem Wert des Dioden-Ableitwiderstandes der Dioden-Richtstrom gemessen (**Bild 4**). Dabei ist mit einer Dioden-Richtspannung bis zu 20 V zu rechnen. Hieraus folgt mit dem Wert des Dioden-Ableitwiderstandes der Strom, für den das Instrument geshuntet werden muß.

Den Hochohmwiderstand legt man jeweils möglichst unmittelbar an den Meßpunkt, um so Brummspannungsstörungen und Rückwirkungen des Instruments auf die Empfängerschaltung zu vermeiden.

Verfahren mit amplitudenmoduliertem Meßsender und Outputmeter

Zum **Abgleich der AM-Zf-Kreise** lege man an die Regelleitung eine passende, feste negative Spannung an.

Nun gleicht man — von hinten nach vorn — auf Outputmeter-Maximum ab. Für überkritisch gekoppelte Bandfilter muß dabei der mit dem abzugleichenden Kreis gekoppelte Kreis stark bedämpft werden. Man verbindet also den heißen Punkt des Kreises über die Reihenschaltung aus einem Widerstand von z. B. 3 kΩ und einem Trennkondensator von 10 nF mit dem Chassis.

Zum Abgleich der Zf-Sperr- und Zf-Saugkreise wird die Zf-Spannung über die künstliche Antenne dem Antennen-Anschluß zugeführt. Man gleicht dabei auf Outputmeter-Minimum ab.

Zum **Abgleich der FM-Zf-Kreise** und des **Ratio-Detektors** wird zunächst der Sekundärkreis des Ratio-Detektors stark verstimmt (z. B. Kern herausgedreht). Nun gleicht man dessen Primärkreis sowie die Zf-Kreise auf Outputmeter-Maximum ab. Nach Erledigung des unten beschriebenen Abgleiches von Oszillator- und Vorkreis stellt man den Sekundärkreis auf Outputmeter-Minimum ein. Hierbei soll die Meßsenderspannung auf 10...20 μV_{eff} eingestellt werden.

Der **Abgleich von Oszillator- und Vorkreis** erfolgt **für den AM-Teil** sowie **für den FM-Teil** nach Einstellen des Senders auf die vorgeschriebenen Abgleichfrequenzen auf Outputmeter-Maximum. Für FM ist hierbei der Kern der Spule des Ratio-Detektor-Sekundärkreises noch herausgedreht.

Dieser Abgleich ist für den AM- wie auch für den FM-Teil — auf die jeweiligen Frequenzmarken der Skala (Punkte für genauen Gleichlauf) an C und L des Oszillator- und Vorkreises vorzunehmen und — wegen gegenseitiger Beeinflussung — mehrmals zu wiederholen (z. B. bei Drehkondensatorabstimmung C-Abgleich am kurzwelligen, L-Abgleich am langwelligen Ende).

Vorteile: Kleinster Geräteaufwand. Einfache und schnelle Methode, bei der die AM-Empfindlichkeit des gesamten Gerätes mitgemessen wird.

Nachteile: Unsymmetrien der Bandfilter-Durchlaßkurve und der Ratio-Wandlerkennlinie sind nicht sofort erkennbar. Für überkritisch gekoppelte Bandfilter mehrmaliges Anklemmen eines Dämpfungsgliedes notwendig. Outputmeter-Minimum bei Abstimmen des Ratio-Detektor-Sekundärkreises von Hf-Pegel abhängig. Begrenzung kann nicht überprüft werden.

Verfahren mit unmoduliertem Meßsender sowie Richt- und Nullstrominstrument

Zum **Abgleich der AM-Zf-Kreise** regelt man die Spannung des unmodulierten, möglichst quarzgesteuerten Meßsenders auf einen hinreichend niedrigen Wert ein. Das Richtstrominstrument kommt an den Empfangsgleichrichter (siehe Bild 4). Nun gleicht man – von hinten nach vorn – auf Maximum am Richtstrominstrument ab. Für überkritisch gekoppelte Bandfilter muß man dabei den mit dem abzugleichenden Kreis gekoppelten Kreis, wie auf Seite 155 beschrieben, stark bedämpfen.

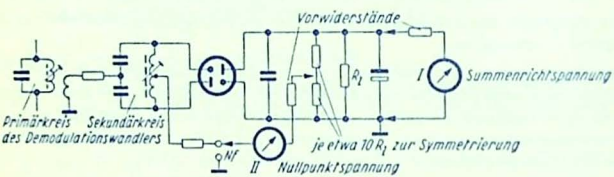


Bild 3

Zum Abgleich der Zf-Sperr- und Zf-Saugkreise wird die Zf-Spannung über die künstliche Antenne dem Antennenanschluß zugeführt. Der Abgleich erfolgt auf Richtstrom-Minimum.

Zum **Abgleich der FM-Zf-Kreise und des Ratio-Detektors** verwendet man beide Instrumente. Das Nullstrominstrument muß dabei an die elektrische Mitte des Lastwiderstandes R_l vom Ratio-Detektor angeschlossen werden. Das geschieht gegebenenfalls über einen einzufügenden Spannungsteiler (Bild 3).

Man gleicht bei stark verstimmtem Sekundärkreis (z. B. Kern herausgedreht) zuerst den Primärkreis des Demodulationswandlers sowie die Zf-Kreise auf Maximum der Summenrichtspannung (*I*) ab. Dann wird der Sekundärkreis auf Nulldurchgang (*II*) eingestellt und – notfalls – der Primärkreis nachgestimmt.

Beim **Abgleich des Ratio-Detektors** soll die Meßsenderspannung so eingestellt werden, daß sich als Summenrichtspannung für Germaniumdioden 4...6 V und für Röhrendioden 10...15 V ergeben. Das entspricht noch empfangswürdigen Sendern. Bei stark einfallenden Sendern sind Summenrichtspannungen für Germaniumdioden bis 30 V und für Röhrendioden bis 70 V zu erwarten. Dazu sind die höheren Instrumenten-Vorwiderstände vorgesehen. Für stark einfallende Sender darf die Nullabweichung bis zu etwa

10% der Summenrichtspannung betragen, wenn die Meßsenderfrequenz auf Summenrichtspannungsmaximum eingestellt ist. Bei größeren Abweichungen empfiehlt es sich, mit dem Abgleich des Sekundärkreises den Toleranzbereich nach beiden Seiten gleich auszunutzen.

Zum Abgleich von Oszillator- und Vorkreis wird für den AM-Teil der unmodulierte Sender über die künstliche Antenne an die Antennenbuchse gelegt und auf Richtstrom-Maximum abgeglichen (Bild 4).

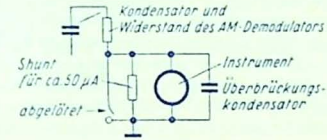


Bild 4

Für den FM-Teil wird der unmodulierte Sender über das durch Bild 2 veranschaulichte Symmetrierglied an den Dipoleingang gelegt. Man gleicht auf Maximum der Summenrichtspannung ab (Instrument I in Bild 3).

Der Abgleich erfolgt sowohl für den AM- wie für den FM-Teil auf die Frequenzmarken der Skala (Punkte für genauen Gleichlauf). Hierfür stellt man den Meßsender auf die Frequenz ein, die zu der Marke gehört. Damit gleicht man an C und L des Oszillatorkreises sowie des Vorkreises ab. Wegen gegenseitiger Beeinflussung ist dieser Abgleich mehrfach zu wiederholen.

Vorteile: Einfache und schnelle Methode. Abgleich auf maximale Empfindlichkeit auch für Ratio-Detektor sicher zu erzielen. Kleiner Geräteaufwand. Damit wenig Störanfälligkeit (geringe Meßfehler). Gleichzeitig wird die Empfindlichkeit des Hf- und Zf-Teiles gemessen.

Nachteile: Unsymmetrien der Bandfilter-Durchlaßkurve und der Ratio-Wandlerkennlinie sind nicht sofort erkennbar. Eignet sich nicht für den Abgleich von Bandfiltern mit regelbarer Bandbreite. Für überkritisch gekoppelte Bandfilter mehrmaliges Anklemmen eines Dämpfungsgliedes notwendig. Begrenzung kann nicht überprüft werden.

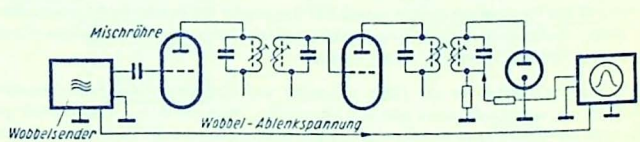


Bild 5

Verfahren mit Wobbelsender und Oszillograph

Zum Abgleich der **AM-Zf-Kreise** legt man den Oszillograph hinter den Hf-Siebwiderstand an die Diode des Empfangsgleichrichters und gibt die gewobbelte Zf-Spannung

auf das Gitter der Mischröhre (**Bild 5**). Die einzelnen Kreise werden auf die verlangte Kurvenform abgeglichen.

Zum **Abgleich der FM-Zf-Kreise und des Ratio-Detektors** koppelt man die gewobbelte Zf-Spannung wieder gemäß Bild 5 ein. Der Oszillograph wird so angelegt, wie Bild 6 das zeigt. Den Elko des Ratio-Detektors lötet man ab. Er ergäbe für die durch das Wobbeln bedingten Änderungen der Summenrichtspannung einen Kurzschluß. Im Normalbetrieb ist der Kurzschluß zum Erreichen der Begrenzung notwendig. Man gleicht den Primärkreis des Demodulationswandlers, wobei der zugehörige Sekundärkreis durch Herausdrehen des Kerns erheblich verstimmt werden muß, und die Zf-Kreise auf günstigste Kurvenform ab. Dann lötet man den Elko wieder an und legt zwecks Sekundärkreis-Abgleich auf Linearität und Nulldurchgang der Wandlerkennlinie die Nullspannung an den Oszillograph (**Bild 6**).

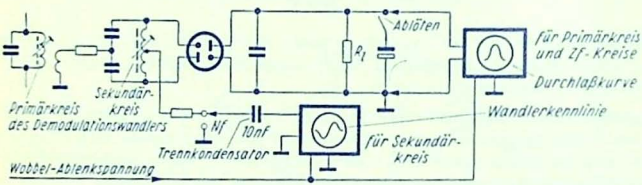


Bild 6

Zuletzt überprüft man die Begrenzung, indem man den Meßsender zusätzlich amplitudenmoduliert (m ≈ 30%). Man erkennt das Ausmaß der AM-Spannung an der Welligkeit der Demodulationskennlinie und kann einen gegebenenfalls im Ratio-Detektor dafür vorgesehenen Widerstand auf das Minimum dieser Welligkeit einstellen.

Zum **Abgleich des Oszillatorkreises und des Vorkreises** auf günstigste Durchlaßkurve könnte man die Wobbelsender-Hf-Spannung bei jeweils entsprechender Antennenanpassung über die Antennenbuchse bzw. über die Dipolbuchsen an das Gerät geben und den Oszillograph für AM gemäß Bild 5 sowie für FM gemäß Bild 6 anschließen. Zu diesem Verfahren sind für die Abgleichfrequenzen Eichmarken einzublenden! Doch wird man hier besser mit Instrumenten arbeiten.

Vorteile: Durchlaßkurven der Filter, Linearität und Symmetrie des Ratio-Detektors erkennbar. Bandbreite-Regelung läßt sich überprüfen, Abstimmen von überkritisch gekoppelten Bandfiltern ohne Anklemmen von Dämpfungsgliedern an die Kreise möglich. Begrenzung läßt sich überprüfen.

Nachteile: Größerer Geräteaufwand, folglich höhere Störanfälligkeit. Gefahr, daß vorwiegend auf guten Kurvenverlauf, weniger aber auf maximale Höhe der Kurven (Verstärkung) abgeglichen wird. FM-Empfänger-Abgleich erfordert ein Ablöten des Ratio-Detektor-Elkos. Empfindlichkeitsmessung ist gesondert notwendig.

Messen wichtiger Werte der Horizontal-Ablenk-Endstufe

Vorbemerkungen

Behandelt werden hier vor allem Anoden- und Schirmgitterbelastung der Ablenk-Endröhre und außerdem die Belastung der Schalterdiode. Auf Rücklaufspannungen und Leistungsbilanz wird eingegangen.

Die Belastungen gewinnt man großenteils über den zeitlichen Verlauf der Ströme und Spannungen. Als Meßmittel dient hierzu ein Oszillograph. An dessen Plattenpaar für senkrechte Ablenkung legt man die zu messende Spannung, während dessen anderes Plattenpaar zur Zeitablenkung dient.

Die Messungen müssen unter den betriebsmäßigen Bedingungen durchgeführt werden! Es gibt für die Zufuhr der Schirmgitterspannung der Ablenk-Endstufe mehrere Varianten. Demgemäß werden Meßmethoden berücksichtigt für fest verblocktes Schirmgitter, unverblocktes Schirmgitter und beliebig verblocktes Schirmgitter.

Die Ablenk-Endröhre ist während des Zeilenrücklaufes sowie im ersten Teil des Hinlaufes gesperrt. Man sperrt durch eine so hohe negative Steuergitterspannung, daß dadurch Anoden- und Schirmgitterstrom zu Null werden. Somit liegt der Nullwert des Stromes in den Oszillogrammen auf jeden Fall fest.

In den folgenden Ausführungen ist die Kenntnis der Funktion der Ablenk-Endstufe vorausgesetzt.

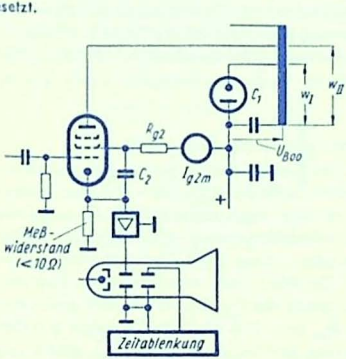


Bild 1

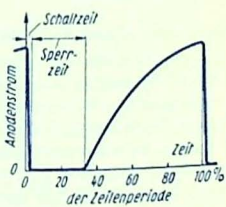


Bild 2

Ströme in der Ablenk-Endröhre bei fest verblocktem Schirmgitter

Fest verblocktes Schirmgitter, also große Kapazität des Schirmgitterkondensators C_2 (z. B. in Bild 1), bedeutet nicht nur, daß die Schirmgitterspannung eine Gleichspannung ist, sondern auch, daß der Schirmgitterwechselstrom über C_2 geht. Damit fließt außerhalb des Kondensator-Röhrenkreises, also in den Vorwiderständen (Meßwiderstand und

Schirmgittervorwiderstand R_{g2}), lediglich der Gleichstromanteil des Schirmgitterstromes. Das gestattet, an Stelle des zeitlichen Verlaufes des Anodenstromes den des Kathodenstromes zu oszillographieren.

Dazu verwendet man an Stelle des Stromes eine ihm in jedem Augenblick verhältnisgleiche Spannung, die an einem gemäß **Bild 1** in die Kathodenleitung gelegten Meßwiderstand auftritt. Dessen Wert soll 10 Ω nicht übersteigen. Sonst würde die Betriebsspannung zu stark verringert. Das hätte ein zusätzliches Absinken der Spannung am Speicherkondensator (Boosterkondensator) C_1 zur Folge. Stellt man ein nennenswertes Absinken der Spannung an C_1 fest, so empfiehlt es sich, die Ablenk-Endstufen-Betriebsspannung so weit zu erhöhen, daß die Spannung an C_1 wieder ihren Sollwert annimmt.

Das Oszillogramm des Kathodenstromes entspricht etwa dem **Bild 2**. Innerhalb eines großen Teiles der Sperrzeit der Röhre verläuft die Kathodenstromkurve waagerecht. Der hierzu gehörende Anodenstromwert ist Null. Falls der oszillographierte Strom auch während dieser Zeit den Strom über einen Schirmgitter-Spannungsteiler mit umfaßt, spielt das keine Rolle: Wenn man, wie in Bild 2, für die Sperrzeit der Röhre den Anodenstrom Null zugrunde legt, fällt der Gleichstrom aus der Messung heraus.

Diese Messung gibt Auskunft auch über den Anoden-Spitzenstrom, für dessen Wert die mit Rücksicht auf die Röhren-Lebensdauer gegebenen Empfehlungen einzuhalten sind (siehe „Technische Daten").

Der Schirmgittergleichstrom I_{g2m} wird gesondert mit einem in die Schirmgitter-Speiseleitung geschalteten Strommesser (Bild 1) bestimmt.

Um den zeitlichen Verlauf des über das Schirmgitter der Röhre fließenden Stromes zu oszillographieren, schließt man C_2 mit dem sonst an der Kathode liegenden Belag an Masse an. Damit erhält man das Oszillogramm der Summe aus Anoden- und Schirmgitterstrom. Durch Abziehen des zuvor erhaltenen Anodenstromverlaufes ergibt sich der Schirmgitterstromverlauf.

Ströme in der Ablenk-Endstufe bei nicht verblocktem Schirmgitter

Auch hierbei ist es durchaus zweckmäßig, den Kathodenstrom gemäß Bild 1 zu oszillographieren. Um aus dem so erhaltenen Oszillogramm den zeitlichen Verlauf des Anodenstromes zu gewinnen, muß man jeden Kathodenstrom-Augenblickswert um den zum selben Zeitpunkt gehörenden Augenblickswert des Schirmgitterstromes vermindern, also den Verlauf des Schirmgitterstromes ebenfalls ermitteln. Dazu dient als Meßwiderstand der Schirmgittervorwiderstand (R_{g2} in **Bild 3**). Der Wert dieses Vorwiderstandes liegt etwa zwischen 1,5 und 10 kΩ. Der Eingangswiderstand des Oszillographen muß groß gegen den jeweiligen Wert dieses Widerstandes R_{g2} sein. Das dürfte in der Regel zutreffen. **Bild 4** gibt ein Beispiel für das Oszillogramm der Schirmgitterspannung. **Bild 5** zeigt den hierzu gehörenden zeitlichen Verlauf des Schirmgitterstromes. In Bild 4 und 5 ist angedeutet, wie man den Verlauf des Schirmgitterstromes aus Bild 4 ermittelt. Die einander entsprechenden Knicke in dem Spannungsverlauf von Bild 4 und in dem Stromverlauf von Bild 5 hängen stark von der Betriebsart der Ablenk-Endröhre ab. Sie erklären sich aus der bei Ansteigen der Anodenspannung (Verlassen des Übernahmegebietes) erfolgenden Stromübernahme durch die Anode, womit der Schirmgitterstrom erheblich geschwächt wird.

Eine weitere Möglichkeit besteht für unverblocktes Schirmgitter darin, außer dem für das Bestimmen der Schirmgitterbelastung ohnehin notwendigen Schirmgitterstromverlauf (statt des Kathodenstromverlaufes) den des Anodenstromes selbst zu oszillographie-

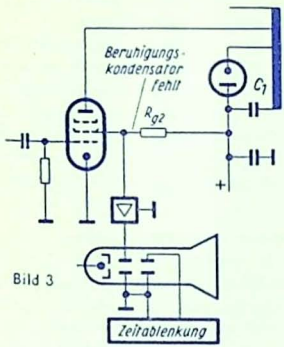


Bild 3

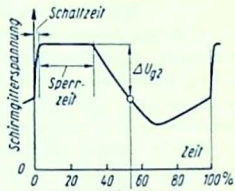


Bild 4

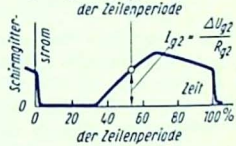


Bild 5

ren. Dazu fügt man in die Anodenleitung der Ablenk-Endröhre einen Meßwiderstand ein (**Bild 6**). Hierbei ist zu beachten, daß der Boosterkondensator C_1 an der Dioden-Anode liegt. Diese Schaltung setzt eine sehr gut gesiebte Betriebsspannung voraus. Zusammen mit der am Meßwiderstand abfallenden, verhältnismäßig niedrigen Spannungsschwankung kommt hier die volle zwischen Meßpunkt und Masse herrschende Brummspannung

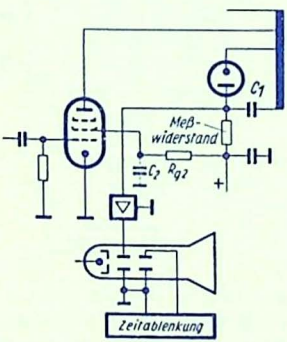


Bild 6

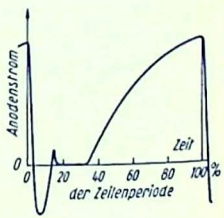


Bild 7

zur Geltung. Der Einfluß der Brummspannung kann auch anderweitig abgeschwächt werden: Genügt die Siebung nicht, so oszillographiert man die am Meßwiderstand

abfallende Spannung unmittelbar, also statt gegen Masse gegen einen Punkt, der die positive Betriebsspannung aufweist. Dabei liegt der Eingang des Oszillographen mit der sonst geerdeten Seite auf dem Wert der positiven Betriebsspannung gegen Masse. Man muß also passende Sicherheitsmaßnahmen treffen. Hierzu gehören: Berührungsschutz und spannungsfeste Isolation für den Oszillographen und für den Verstärker.

In dem nach **Bild 6** gewonnenen Oszillogramm erscheinen auch die mit dem Rücklauf zusammenhängenden kapazitiven Ausgleichsströme: Die am Zeilentransformator wirksamen Kapazitäten entladen sich während des Rücklaufes über den Siebkondensator und den Speicherkondensator. Die Entladeströme durchfließen den Meßwiderstand. Dazu gehört möglicherweise ein Durchschwingen des Stromes, wie es durch **Bild 7** veranschaulicht wird. Die kapazitiven Ausgleichsströme sind leicht erkennbar. Sie müssen beim Auswerten beiseitegelassen werden. Durch Weglassen dieser Ströme ergibt sich der zeitliche Stromverlauf gemäß Bild 2.

Ströme in der Ablenk-Endstufe bei beliebig verblocktem Schirmgitter

Unabhängig von der Schirmgitter-Verblockung, d. h. vom Vorhandensein bzw. von der Kapazität des Kondensators C_2, läßt sich der tatsächliche Anodenstromverlauf gemäß Bild 1 oszillographieren, wenn man für das Schirmgitter eine getrennte Stromquelle verwendet. Dabei legt man deren Minuspol unmittelbar an die Kathode der Ablenk-Endröhre (**Bild 8**). Die Hilfsstromquelle darf gegen Masse eine nur geringe Kapazität aufweisen: Der kapazitive Widerstand muß gegen den Meßwiderstand groß ausfallen!

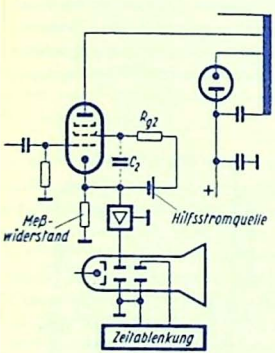


Bild 8

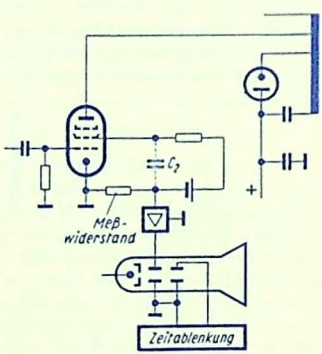


Bild 9

Diese Meßmethode wird man nur für schwach oder, selten, für nicht verblocktes Schirmgitter verwenden. Für fest verblocktes Schirmgitter ist die Messung gemäß Bild 1 einfacher. Das Oszillogramm des Schirmgitterstromes gewinnt man für unverblocktes Schirmgitter gemäß Bild 3 ... 5. Ist das Schirmgitter schwach verblockt, so benutzt man zum Messen des Schirmgitterstromes einen Meßwiderstand zwischen Kathode der Ablenk-Endröhre und Schirmgitter-Hilfsstromquelle (**Bild 9**). Gleichzeitiges Oszillographieren von Schirmgitterstrom und Kathodenstrom wäre unzulässig.

Anodenspannung und Anodenbelastung

Die Anodenspannung wird unmittelbar zwischen Anode und Kathode der Röhre oszillographiert (**Bild 10**). Dabei ist zu beachten:

a) Es handelt sich um Spannungsmeßwerte bis zu etwa 100 Volt, wobei die Rücklaufspannung bis zu etwa 7 kV betragen kann. Der Oszillograph muß diese hohe Spannung aushalten.

b) Der Anschluß des Oszillographen darf den aufzunehmenden Vorgang nicht verfälschen: Eine durch den Oszillographen dargestellte Wirkbelastung könnte die Dämpfung erhöhen, eine kapazitive Belastung die Rücklaufzeit verlängern.

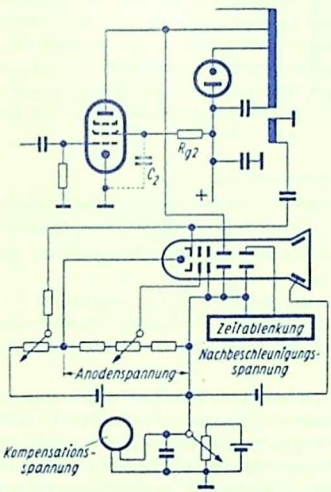
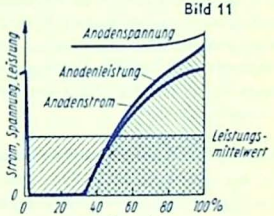


Bild 10

Bild 11



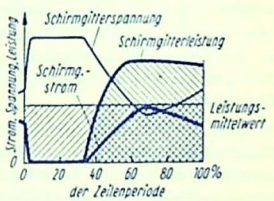


Bild 12

Für diesen Zweck können nur Oszillographen-Röhren verwendet werden, die bezüglich hoher Spannungsfestigkeit ausgesucht sind. Die Röhre wird an den anodenseitigen Meßpunkt unmittelbar galvanisch angeschlossen (Bild 10). Um Wandaufladungen durch den sonst während des Zeilenrücklaufes stark abgelenkten Strahl zu vermeiden, tastet man diesen Strahl während des Rücklaufes aus. Dazu koppelt man den Wehneltzylinder (Gitter 1) der Oszillographenröhre an den Zeilentransformator kapazitiv an, und zwar so, daß eine gegen die Kathode der Oszillographenröhre negative Impulsspannung von 50...100 V wirksam wird.

Zum Eichen und Oszillographieren wird die Nullage des Strahls (Meßplatte an Anode der Oszillographenröhre) auf dem Oszillographenschirm markiert. Für das Oszillographieren bringt man die interessierende Stelle des Oszillogrammes durch eine Kompensationsspannung auf die markierte Nullinie. Der Wert der Kompensationsspannung, ablesbar am Instrument (Bild 10), entspricht der Anodenspannung, die zur Markierungslinie gehört.

Bild 11 zeigt oben beispielsweise den zeitlichen Verlauf der Anodenspannung während der Hinlaufzeit. Durch Multiplikation der jeweils zum selben Zeitpunkt gehörenden Augenblickswerte des Anodenstromes und der Anodenspannung erhält man den zeitlichen Verlauf der Anodenverlustleistung. Hieraus gewinnt man den als Anodenverlustleistung Q_a in Betracht kommenden arithmetischen Mittelwert (Bild 11), der entsprechend den „Technischen Daten" einzuhalten ist. Die Tatsache, daß während der Schaltzeit (z. B. gemäß Bild 2) noch ein Anodenstrom fließt und dabei schon der Anstieg der Rücklaufspannung beginnt (siehe z. B. Bild 11), kann für das Berechnen der Anodenverlustleistung meist außer acht gelassen werden. Dieser Anteil ist in seinem Einfluß auf den Mittelwert unter üblichen Bedingungen vernachlässigbar, da der Anstieg der Rücklaufspannung sinusförmig erfolgt und die Schaltzeit (Bild 2) nur bis zu ungefähr 1,5 % der Zeilenperiode beträgt.

Schirmgitterspannung und Schirmgitterverlustleistung

Für fest verblocktes Schirmgitter (stark beruhigte Schirmgitterspannung, also Kapazität von C_2 groß) kann man die Schirmgitterverlustleistung als Gleichstromleistung ermitteln:

Man mißt sowohl den Schirmgittergleichstrom wie auch die Schirmgitterspannung, die in diesem Fall eine Gleichspannung ist.

Fehlt C_2 (nicht verblocktes Schirmgitter), so oszillographiert man – gemäß Bild 3 – die am Schirmgittervorwiderstand auftretende Spannung. In diesem Oszillogramm (Bild 4) ist die Schirmgitterspannung während der Sperrzeiten der Röhre gleich der Betriebsspannung.

Bei schwach verblocktem Schirmgitter steigt die Schirmgitterspannung nicht unbedingt bis auf den Wert der Betriebsspannung an. Die Schirmgitterspannung wird daher hierbei vorteilhafterweise entsprechend Bild 10 oszillographiert, wofür die eine Ablenkplatte statt an die Anode an das Schirmgitter angeschlossen wird. Die Schirmgitterverlustleistung erhält man durch Multiplikation der zusammengehörenden Augenblickswerte von Spannung und Strom und Mittelung über die gesamte Periode **(Bild 12).**

Bei nicht verblocktem Schirmgitter kann die Schirmgitterverlustleistung auch ohne Kenntnis des zeitlichen Verlaufs festgestellt werden. Dazu müssen gemessen werden:

I_{g2m}	Schirmgittergleichstrom
I_{g2eff}	Effektivwert des Schirmgitter-Gesamtstromes (z. B. mit Thermokreuzinstrument gemessen)
U_b	Speisespannung (Betriebsspannung)

Hiermit errechnet sich die Schirmgitterbelastung zu:

$$N_{g2} = U_b \cdot I_{g2m} - I^2_{g2eff} \cdot R_{g2}$$

Schalterdiode (Boosterdiode)

Im zeitlichen Verlauf und damit auch im Spitzenwert weicht der Strom durch die Schalterdiode von den Strömen durch die Ablenk-Endröhre ab. Deshalb empfiehlt es sich, den Dioden-Spitzenstrom zu kontrollieren. Für ihn ist in den „Technischen Daten" der Grenzwert angegeben. Zu dieser Kontrolle legt man vor die Diode einen Meßwiderstand (kleiner als etwa 10 Ω). **Bild 13** zeigt das in seinem linken Teil. **Bild 14** gibt ein Beispiel für den zeitlichen Verlauf des Diodenstromes.

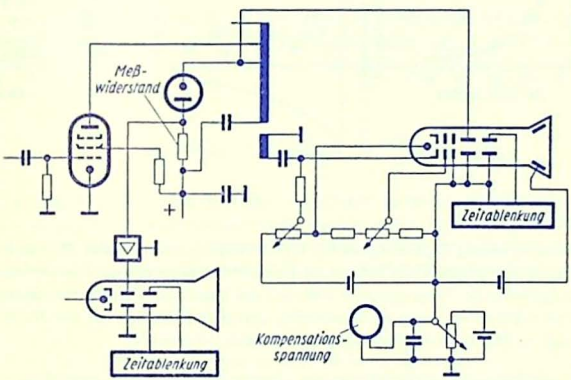


Bild 13

Der sonst zum Oszillographieren der Anodenspannung der Ablenk-Endröhre benutzte Oszillograph kann zum Beobachten eines möglicherweise vorzeitigen Öffnens dieser Diode während des Hinlaufes eingesetzt werden (Bild 13 rechts). Die so oszillographierte Spannung soll während des Hinlaufes kleiner als die Betriebsspannung ausfallen. Wird hierfür als Kompensationsspannung die Betriebsspannung benutzt, so entspricht die Oszillogramm-Nullinie der Betriebsspannung. Ein während des Hinlaufes unerwünschtes Ansteigen der Spannung über den Wert der Betriebsspannung hinaus kann hiermit leicht erkannt werden.

Zum Oszillographieren der Spannung, die an der Diode auftritt, wird der zum Oszillographieren des Stromes benutzte Meßwiderstand (in Bild 13 links) entfernt bzw. überbrückt. **Bild 15** zeigt ein so erhaltenes Oszillogramm der Diodenspannung. Um die Dioden-Verlustleistung zu bestimmen, muß man diesen Spannungsverlauf um die waagerechte Achse umklappen und die zusammengehörenden Augenblickswerte von Spannung und Strom miteinander vervielfachen. Aus dem zeitlichen Verlauf der Leistung folgt ge-

mäß **Bild 16** die mittlere Leistung, deren Wert gegebenenfalls mit den „Technischen Daten" zu vergleichen ist. Verbietet die hohe Rücklaufspannung das Aufnehmen eines Oszillogramms, so kann man die Augenblickswerte der Diodenspannung zu dem Diodenstromverlauf aus dem Kennlinienblatt der Diode entnehmen.

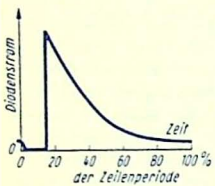


Bild 14

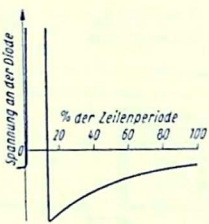


Bild 15

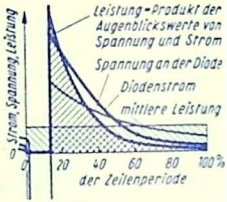


Bild 16

Rücklaufspannungen

Aus Boosterspannung (Spannung an C_1, z. B. in Bild 1), prozentualer Rücklaufzeit und Übersetzungsverhältnissen des Ablenktransformators können die an den verschiedenen Anschlußpunkten des Transformators während des Rücklaufs auftretenden Spannungen berechnet werden. Als deren wichtigste seien genannt: Spannung an der Ablenkspule, Spannung an der Diode und Spannung an der Ablenk-Endröhre.

Die Rücklaufspannung ergibt sich aus der Hinlaufspannung, wenn man diese mit dem Faktor $\left(\frac{100}{t_r} - 1\right)\frac{\pi}{2}$ vervielfacht (t_r die Rücklaufzeit in Prozent der Zeilenperiode).

Die Hinlaufspannung am Wicklungsabschnitt w_I (Boosterkondensator — Diode, Bild 1) stimmt mit der meßbaren Boosterspannung überein, wenn der Spannungsabfall an der Diode außer acht gelassen wird und die Diode während des ganzen Hinlaufs stromführend ist. Für die Rücklaufspannung gilt (siehe z. B. Bild 1):

$$U_{Rückl} = \frac{U_{Boo} \cdot w_{II}}{w_I}\left(\frac{100}{t_r} - 1\right)\frac{\pi}{2}$$

Gegen Masse kommt zu diesem Spannungsimpuls noch die Summe aus Betriebsspannung und Boosterspannung hinzu.

Die Rücklaufspannungen werden am besten über einen Spitzenspannungs-Gleichrichter gemessen. Hierfür lassen sich als Ventil vorteilhafterweise die TELEFUNKEN-Röhren DY 86 oder EY 86 (aus einem entsprechend isolierten Heiztransformator geheizt) verwenden.

Leistungsbilanz

Die Kenntnis der Röhrenverlustleistung erlaubt Rückschlüsse auf den Leistungsaufwand für die Ablenkung selbst. Die Gesamtleistungsaufnahme N_{ges} der Ablenk-Endstufe mit der Summe der aus Anodenverlustleistung (Q_a) und der Schirmgitterverlustleistung einschließlich des Verlustes im Schirmgittervorwiderstand (insgesamt $U_b \cdot I_{g2m}$) wird dargestellt durch:

$$N_{ges} = U_b \cdot I_{am} + U_b \cdot I_{g2m}$$ (Bild 17).

Die Leistung für die Ablenkung (N_{abl}) im allgemeinen einschließlich der Leistung für die Hochspannungserzeugung ergibt sich aus der Gesamtleistung (N_{ges}), wenn man von ihr die Verluste in der Röhre und im Schirmgittervorwiderstand abzieht (wegen I_m siehe **Bild 17**)

$$N_{abl} = N_{ges} - U_b \cdot I_{g2m} - Q_a = U_b \cdot I_m - Q_a$$

Diese Leistung N_{abl} ist für ein Beurteilen des Ablenkaggregates wichtig: Es kann z. B. vorkommen, daß trotz kleiner Ablenkleistung N_{abl} eine große Gesamtleistung aufgebracht werden muß, wenn z. B. aus besonderen Gründen die Anodenrestspannung oder der Schirmgitterstrom groß gewählt wurden (z. B. große Anodenrestspannung zum Vermeiden von Barkhausen-Kurz-Schwingungen).

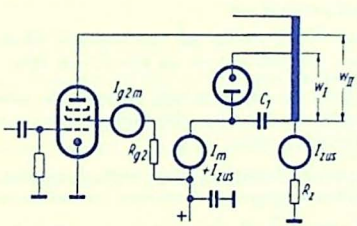


Bild 17

Wird die Boosterspannungsquelle zusätzlich belastet, z. B. durch Betrieb der Vertikalablenkung aus der Boosterspannung (in Bild 17 durch R_z dargestellt), so tritt eine entsprechende Zusatzbelastung der Betriebsspannung auf. Diese erfaßt man beim Messen von I_m mit. Auf Grund einer Messung des zusätzlich entnommenen Gleichstromes I_{zus} kann die Ablenkleistung durch Abzug von $(U_b + U_{Boo}) \cdot I_{zus}$ korrigiert werden, wobei die durch die Booster-Belastung bedingten zusätzlichen Transformatoren- und Diodenverluste allerdings unberücksichtigt bleiben.

Relaisröhren mit kalter Kathode

Zweck und Prinzip

Die Relaisröhre, die man auch **Thyratron mit kalter Kathode** oder **Kaltkathoden-Glimmrelais** oder abgekürzt **Kaltkathodenröhre** nennt, ist ein elektrischer Schalter, der in den Wartezeiten keine Leistung verbraucht und sich außerdem durch den Wegfall einer Heizleistung sowie von Anheizzeiten auszeichnet.

In ihr wird mit Hilfe eines Steuerimpulses eine Glimmentladung eingeleitet und damit ein Stromdurchgang bewirkt. Der Kolben hat eine Edelgasfüllung mit niedrigem Druck (z. B. 10^{-3} Atm). Er umschließt wenigstens je eine Kathode, je eine Anode und je eine Steuerelektrode.

Bild 1

Zu einer jeden Kathoden-Anoden-Kombination gehört dabei mindestens eine Steuerelektrode, nämlich ein meist nahe an die Kathode herangeführter Stift. Diese Elektrode wird üblicherweise **Starter** genannt **(Bild 1).**

Die ungeheizte Kathode bietet — neben dem Wegfall der Heizung — folgende Vorteile:

- Sofortige Betriebsbereitschaft und
- Beschränkung der Beanspruchung des Röhrensystems sowie eines Leistungsverbrauches auf die Zeiten, während der die Röhre Strom führt.

Die Relaisröhre mit kalter Kathode ist deshalb besonders für solche Fälle geeignet, in denen sofortige Betriebsbereitschaft bei großen Betriebspausen in Frage kommt und auf geringe Wartung Wert gelegt wird.

Ein weiterer Vorteil, den die Relaisröhre bietet, ist damit gegeben, daß sich für sie als Speisespannungen Netzwechselspannungen meistens unmittelbar verwenden lassen.

Die Relaisröhre mit kalter Kathode hat gegenüber dem Kleinthyratron mit geheizter Kathode einige Nachteile, nämlich

einen niedrigeren Wert der höchstzulässigen Anoden-Speisespannung und

eine wesentlich höhere Brennspannung, nämlich in der Größenordnung von 100 V gegen ungefähr 10 V.

Geringerer Wert der Anoden-Speisespannung und höherer Wert der Brennspannung ergeben zusammen einen kleineren Anodenspannungs-Aussteuerbereich.

Das Steuern der Relaisröhre mit kalter Kathode besteht im Zünden der Glimmstrecke zwischen Starter und Kathode mit daran anschließender Übernahme der Entladung auf die zwischen Kathode und Anode liegende Hauptentladungsstrecke.

Zum Steuern ist mit Rücksicht auf die Exemplarstreuungen eine, im Vergleich zum Kleinthyratron mit geheizter Kathode und zum Transistor, hohe Steuerspannung (z. B. 50 V) erforderlich. Hingegen sind die Steuerströme äußerst gering (bis herunter zu 10^{-9} A). Das bedeutet sehr hohe Werte der Eingangsimpedanz, was für viele Zwecke ein besonderer Vorteil ist.

Messen des Zusammenhanges zwischen Spannung und Strom

Die Relaisröhre stellt eine gesteuerte Glimm-Schaltstrecke dar. Somit kommt es für ihren Betrieb im wesentlichen darauf an, unter welchen Bedingungen das Zünden und damit das Schalten erfolgt.

In einem mit Edelgas von geringem Druck gefüllten Kolben stehen für einen Strom zwischen den Elektroden stets Elektronen und Ionen als Ladungsträger zur Verfügung, da eine gewisse **Vor-Ionisierung (Fremd-Ionisierung, Fremd-Ionisation)** allein schon durch kosmische Strahlungen vorhanden ist. Um festzustellen, wie der Strom mit Zunahme der an die Entladungsstrecke gelegten Spannung ansteigt, kann man zunächst die Schaltung nach **Bild 2** benutzen. In dieser werden die Spannung der Anode gegen die Kathode U_{ak} und der Anodenstrom I_a gemessen.

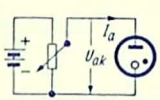


Bild 2

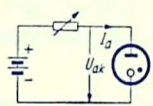


Bild 3

Nähert sich U_{ak} der Zündspannung U_{aZ}, so ließe sich die Schaltung nach Bild 2 nur unter besonderen Vorsichtsmaßregeln anwenden. Im Prinzip richtiger ist es, für den Zündbereich die Schaltung gemäß **Bild 3** zugrunde zu legen, wobei als abhängige Veränderliche die Spannung und nicht, wie gemäß **Bild 2**, der Strom auftritt. Daher paßt

die Kennlinie von **Bild 4** zu Bild 2 und die Kennlinie von **Bild 5** zu Bild 3.

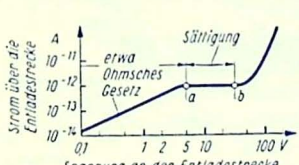


Bild 4

Das in Bild 5 dünn eingezeichnete Kennlinienstück entspricht der Kennlinie von Bild 4. Die Achsen sind in Bild 5 gegenüber den Achsen in Bild 4 vertauscht.

Zur Glimmentladung gehörender Kennlinienverlauf

Die schwachen Ströme, die bei geringer Spannung über die Glimmstrecke fließen, b stehen in der gleichsinnigen Bewegung der im Edelgas auf Grund einer stets vorliegend schwachen Fremd-Ionisation (z. B. kosmische Strahlung, Licht-, UV- oder Röntge strahlung) ohnehin vorhandenen Ladungsträger. Dazu gehört bei konstanter Frem Ionisation ein praktisch konstanter Widerstand der Entladestrecke. Das bedeutet ein de Ohmschen Gesetz entsprechendes Verhalten.

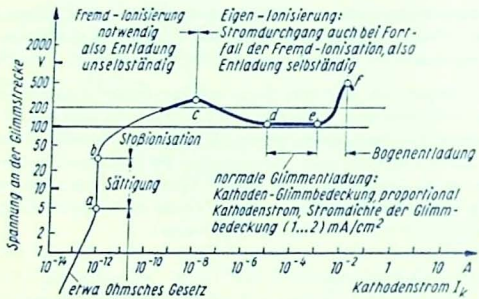


Bild 5

Der dem Ohmschen Gesetz folgende Zusammenhang endet etwa in Punkt a (Bilder 4 und 5). Hier beginnt ein **Sättigungsabschnitt.** Die Sättigung ist dadurch bedingt, daß nun alle auf Grund der Fremd-Ionisation vorhandenen Ladungsträger für den Strom ausgenutzt werden. Erhöht man also die Spannung über den zum Punkt a der Kennlinie

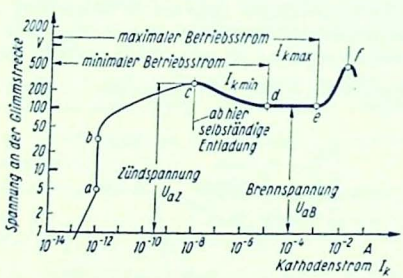


Bild 6

gehörenden Wert hinaus, so hat das zunächst keinen Einfluß auf den Wert des Stromes. Lediglich eine verstärkte Fremd-Ionisation kann hier zu höheren Strömen führen. Sie ergibt sich z. B. durch Lichteinstrahlung.

Läßt man die Spannung aber den dem Punkt b der Kennlinie entsprechenden Wert übersteigen, so werden Ladungsträgergeschwindigkeiten erreicht, die genügen, um in höherem Maß **Stoß-Ionisationen** zu bewirken. Dadurch wird die Ladungsträgerzahl erhöht. Der Strom steigt also in wachsendem Maße an. Noch ist die Stoß-Ionisation so gering, daß die **Entladung** vorerst weiterhin **unselbständig** bleibt. Ein Herabsetzen der Spannung hätte einen niedrigeren Wert des Stromes zur Folge, der Strom würde bei Wegfall der Fremd-Ionisation unterbleiben.

Mit weiter wachsendem Strom gewinnt die Stoß-Ionisation an Einfluß. Die Ladungsträgerzahl wächst in zunehmendem Maße immer rascher an. So kommt es zum Zünden der Glimmstrecke (Punkt c in Bild 5). Zum Zünden ist die durch den Punkt c gekennzeichnete Spannung notwendig. Außerdem aber gehört dazu auch der Strom, der dem Punkt c entspricht. Dieser Strom wird **Vorstrom** genannt. Das den Zündpunkt c kennzeichnende Spannungsmaximum ist die **Zündspannung** der Glimmstrecke **(Bild 6).** Mit dem Zünden der Entladestrecke wird die **Entladung selbständig.** Die Fremd-Ionisation verliert damit ihren Einfluß.

Beim Zünden bildet sich in unmittelbarer Nähe der Kathode eine positive Raumladung aus, was die Spannungsverteilung längs der Glimmstrecke ändert. **Bild 7** veranschaulicht die Änderung der Spannungsverteilung für eine Stiftanode und einen dazu koaxialen Kathodenzylinder, dessen Innenfläche als Kathode dient.

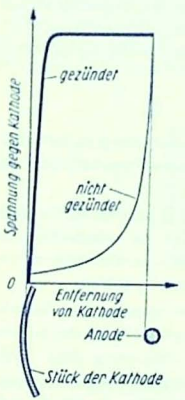


Bild 7

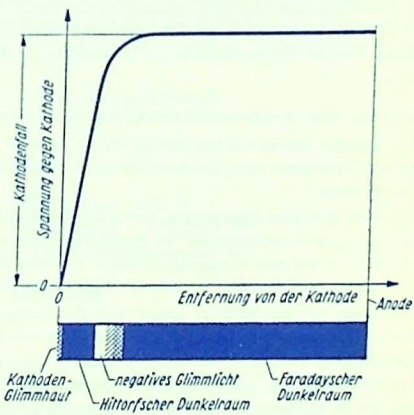


Bild 8

Die in Bild 7 **dünn** eingetragene Kurve gilt für den Fall des ohmschen Verhaltens, also für **nicht gezündete** Röhre.

Die in Bild 7 **dick** eingetragene Kurve gehört zu dem Abschnitt d...e der Kennlinien der Bilder 5 und 6, d. h. für den normalen Betrieb der Röhre.

Weiteres Steigern des Stromes bewirkt über die laufende Zunahme der Stoß-Ionisation ein Absinken der Spannung (Abschnitt c...d in den Bildern 5 und 6). Dieser Abschnitt wird vor allem wegen der hierfür möglichen Instabilitäten als Arbeitsbereich üblicherweise nicht ausgenutzt. An ihn schließt sich der Abschnitt d...e an. In ihm ist der Strom von der Spannung in ziemlich weiten Grenzen nahezu unabhängig. Das ist der Bereich, in dem man eine Glimmstrecke betreibt. Die hierzu gehörende Glimmstreckenspannung heißt **Brennspannung** (Bild 6).

Bild 8 veranschaulicht in seinem oberen Teil nochmals den Verlauf der Spannung längs einer Glimmstrecke im normalen Brennzustand und zeigt darunter die verschiedenen, hier in Frage kommenden **Zonen der Entladungsstrecke.**

Innerhalb des Abschnittes d...e (Bilder 5 und 6) ist der mit Glimmlicht bedeckte Teil der Kathodenfläche dem Wert des Kathodenstromes proportional, die zu dem bedeckten Teil gehörende Stromdichte somit konstant. Zum Punkt e gehört die volle Bedeckung der Kathodenfläche. Die Spannung steigt in dem Abschnitt d...e mit zunehmendem Strom nur wenig an.

Um den Strom über den mit Punkt e gegebenen Wert hinaus zu erhöhen, muß man die Spannung stärker ansteigen lassen. Man kommt damit in den Abschnitt des **anormalen Glimmens** (e...f in den Bildern 5 und 6). In dem durch Punkt f gekennzeichneten Betriebszustand ist die Stromdichte an wenigstens einer Stelle der Kathode so hoch geworden, daß dort im Dauerzustand, d. h. im statischen Betriebsfall, **thermische Emission** einsetzt und das Glimmen in die durch die thermische Emission gekennzeichnete **Bogenentladung** übergeht. Ein so sich bildender **Lichtbogen** kann zu einer Zerstörung der Röhre führen.

Kathoden- bzw. Anodenstromwerte, Integrationszeit

Glimmstrecken werden mit Rücksicht auf die Stabilität der Glimmentladung so betrieben, daß der Glimmstrom, also der Strom bei gezündeter Glimmstrecke, innerhalb gewisser Grenzen bleibt:

Einerseits muß man dafür sorgen, daß er den zu Punkt d (Bild 6) gehörenden Minimalwert $I_{k\,min}$ nicht unterschreitet. Im Punkt c beginnt zwar schon die selbständige Entladung, doch hat man es zwischen c und d mit einer fallenden Charakteristik zu tun. Ein Arbeiten in diesem Gebiet könnte zu unerwünschten Vorgängen führen.

Anderseits hat man dafür zu sorgen, daß der Kathodenstrom nicht zu hoch ausfällt. Hierfür bestehen zwei Grenzen: eine für den Mittelwert $I_{k\,mittl}$ und eine für den Spitzenwert $I_{k\,sp}$

Beim **Überschreiten des höchstzulässigen Mittelwertes** entstehen Schäden dadurch, daß sich an der Entladung solche Elektrodenteile zu lange beteiligen, die hierfür nicht vorgesehen sind, und daß sich die Entladung möglicherweise sogar bis auf die innerhalb des Kolbens befindlichen Elektrodenzuleitungen erstreckt. Für die Mittelwertbildung gilt eine Maximalzeit, die man manchmal **Integrationszeit** nennt. Dem Mittelwert darf keine längere Zeit als diese Integrationszeit zugrunde gelegt werden.

Die **Bilder 9...11** veranschaulichen das Bilden des Mittelwertes auf Grundlage der Integrationszeit.

Zum Bilden des Mittelwertes muß die Integrationszeit in der Lage zugrunde gelegt werden, für die sich das Mittelwert-Maximum ergibt.

Bild 9 zeigt einen Kathodenstrom-Rechteck-Impuls. Die Integrationszeit muß hier so gelegt werden, daß damit der Impuls, der kürzer ist als sie, voll erfaßt wird. Der so über die Integrationszeit gemittelte Wert stimmt mit dem höchstzulässigen Kathodenstrom-Mittelwert gerade überein.

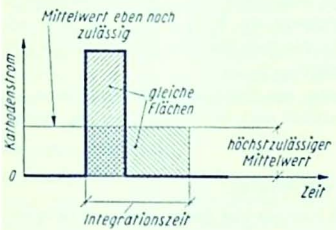


Bild 9

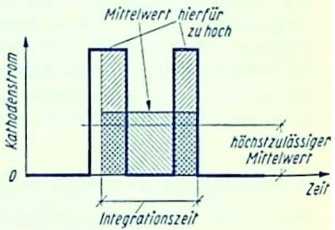


Bild 10

Bild 10 betrifft einen Doppel-Impuls. Auch hier ist es notwendig, die Integrationszeit so zu legen, daß sich für den Mittelwert das Maximum ergibt. Wäre der zweite Impuls kürzer, so müßte der Beginn der Integrationszeit mit der Vorderkante des ersten Impulses zur Deckung gebracht werden. Wie aus Bild 10 zu ersehen, ist der daraus folgende Mittelwert unzulässig hoch.

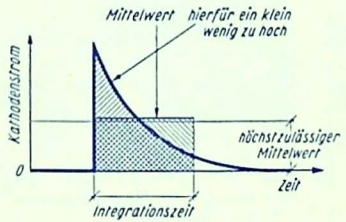


Bild 11

Bild 11 stellt einen abklingenden Impuls dar. Auch hier muß man die Integrationszeit so legen, daß damit der größtmögliche Mittelwert herauskommt. Man läßt in diesem Sinne die Impulsvorderkante und den Beginn der Integrationszeit zusammenfallen. Der Mittelwert überschreitet die dafür geltende Grenze um eine Kleinigkeit.

Beim **Überschreiten des höchstzulässigen Kathodenstrom-Spitzenwertes** kann es zur Lichtbogenentladung kommen, die auch dann der Röhre schadet, wenn sie nur während sehr kurzer Zeit auftritt.

Schädigungen der Relaisröhre durch zu hohe Ströme betreffen das Röhrensystem und die Gasfüllung.

Kathodenarten

Man führt die Kathode der Kaltkathoden-Relaisröhre entweder als Schichtkathode oder als Reinmetallkathode aus.

Schichtkathoden (mit Paste bedeckte Kathoden) haben den Vorteil verhältnismäßig niedriger Brennspannung (ca. 70 V).

Die niedrige Brennspannung erweist sich als wesentlich, wenn die Speisespannung verhältnismäßig tief liegt. Die bei Stromdurchgang am Arbeitswiderstand (Anodenwiderstand, siehe z. B. Bild 26) verfügbare Spannung ist nämlich als Überschuß der Speisespannung über die Brennspannung gegeben.

Reinmetallkathoden (unbeschichtete Kathoden aus Molybdän) zeichnen sich durch große Lebensdauer, Überlastbarkeit und Stabilität aus. Ihre Brennspannung beträgt 100...380 V.

Zusammenwirken von Kathode, Starter und Anode

Die Hauptentladung, also der Strom zwischen Kathode und Anode, wird mit Hilfe der Strecke zwischen Kathode und Starter eingeleitet. Dazu muß zwischen Anode und Kathode zunächst einmal eine hinreichend weit über dem maximalen Brennwert liegende Spannung herrschen bzw. auftreten. Die Spannung zwischen Anode und Kathode darf jedoch den minimalen Zündwert für diese Strecke nicht erreichen, weil die Röhre sonst schon hierdurch gezündet ist und damit das Zünden über den Starter nicht mehr möglich ist.

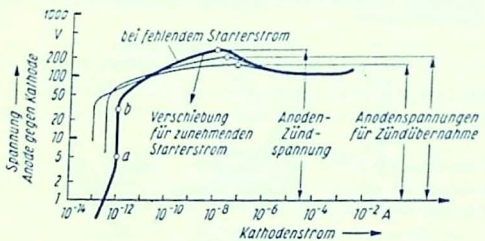


Bild 12

Um die Röhre, d. h. ihre Hauptstrecke zu zünden, bewirkt man z. B. durch einen Spannungsimpuls ein Zünden der Starterstrecke. Dazu gehört eine Spannung, die die Zündspannung der Starterstrecke übersteigt, und ein zur Starterstrecke gehörender Vorstrom, der die Zündung dieser Strecke ermöglicht (entsprechend dem Strom zu Punkt c in Bild 5). Mit Einsetzen der Entladung über die Starterstrecke erhöht sich die Zahl der Ladungsträger in der Röhre sehr wesentlich. Diese Ladungsträger diffundieren in der Röhre. Die Starterstrecke wird so zur Ladungsträgerquelle für die Hauptstrecke. Von dem Strom der Starterstrecke kommt der Hauptstrecke nur vielleicht $^1/_{20}$ zugute. Dieser Bruchteil muß wenigstens gleich dem zum Punkt c in Bild 5 gehörenden Wert des Vorstromes der Hauptstrecke ausfallen, damit deren Zündung erfolgt.

Bild 12 stellt in Anlehnung an Bild 5 dar, wie die Anoden-Kathoden-Spannung mit dem Kathodenstrom zusammenhängt, wenn in einem Fall kein Starterstrom fließt (dick ausgezogene Kurve) und wenn in zwei anderen Fällen verschieden hohe Starterströme auftreten. Mit wachsendem Starterstrom geht der Sättigungsstrom der Hauptstrecke (Abschnitt a...b in Bild 5) zurück, was betriebsmäßig keine Rolle spielt.

Im übrigen sinkt, was besonders wichtig ist, bei Zunahme des Starterstromes die zu einem gegebenen Kathodenstrom gehörende Anoden-Kathoden-Spannung ab (Bild 12). Die Zündübernahme vom Starter auf die Hauptstrecke findet für höhere Starterströme bei geringeren Anoden-Kathoden-Spannungen statt. Diese Spannungen liegen zwischen der Zündspannung der Hauptstrecke (für fehlenden Starterstrom) und der Brennspannung der Hauptstrecke (näherungsweise für sehr hohen Starterstrom).

Übernahmekennlinie

Die Übernahmekennlinie veranschaulicht, wie die Spannung, bei der die Hauptstrecke zündet, von dem Starterstrom abhängt. Sie betrifft also die Steuerung der Hauptstrecke (Anode—Kathode) durch den Strom der Steuerstrecke (Starter—Kathode).

Je höher der Strom ist, der über die Steuerstrecke geht, desto mehr Ladungsträger kommen in den Bereich der Hauptstrecke und desto niedriger liegt damit die Spannung, die zur Zündübernahme gehört, wie das an Hand von Bild 12 im vorangehenden Abschnitt erläutert ist.

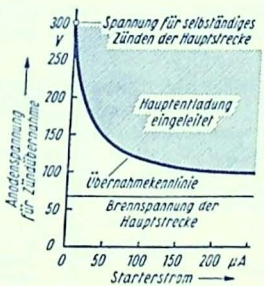


Bild 13

Bild 13 läßt wie Bild 12 erkennen, daß die Anoden-Kathoden-Spannung, bei der die Hauptstrecke, also die Anoden-Kathoden-Strecke, die Zündung der Starterstrecke übernimmt, mit wachsendem Starterstrom sinkt.

Ohne gezündete Starterstrecke zündet die Anoden-Kathoden-Strecke erst bei Erreichen der Anoden-Zündspannung. Bei gezündeter Starterstrecke, also bei selbständiger Entladung über die Starterstrecke, handelt es sich nicht mehr um die Anoden-Zündspannung, sondern um die Anodenspannung, die zur Übernahme der Zündung auf die Hauptstrecke führt.

Bild 13 läßt weiter erkennen, daß ein Erhöhen des über die gezündete Starterstrecke fließenden Stromes über etwa 200 µA hinaus den zur Zündübernahme auf die Anoden-Kathoden-Strecke führenden Wert der Anodenspannung nicht wesentlich weiter herabzusetzen vermag. Selbst mit sehr hohem Starterstrom ließe sich die zur Zündübernahme führende Anodenspannung nicht unter die Brennspannung der Hauptstrecke senken.

Zündkennlinie

Für den Betrieb der Relaisröhren mit kalter Kathode interessiert die Grenze zwischen völliger Sperrung der Röhre einerseits und Entladung der Röhre anderseits über wenigstens eine Entladestrecke. Diese Grenze läßt sich als **Zündgrenzlinie**, die man meistens Zündkennlinie nennt **(Bild 14)**, darstellen.

Jeder Punkt der Zündkennlinie bedeutet das Zünden wenigstens einer der Entladestrecken der Röhre.

Die Zündkennlinie ist somit die Grenzlinie zwischen dem Sperrbereich, für den keine Zündung zustande kommt, und dem Entladebereich, innerhalb dessen wenigstens auf einer Strecke eine Glimmentladung stattfindet.

Bild 14 besagt z. B., daß bei einer Starterspannung von 100 V stets eine Zündung (der Starterstrecke) erfolgt, daß hingegen bei einer Starterspannung von 50 V eine Zündung (der Hauptstrecke) nur zustande kommt, wenn die Anodenspannung über etwa 320 V hinausgeht. Dabei ist im ersten Fall wenigstens die Starterstrecke und im zweiten Fall lediglich die Hauptstrecke gezündet. Für 50 V Starterspannung und 150 V Anodenspannung ist die Röhre gesperrt, sofern sie nicht zuvor gezündet war.

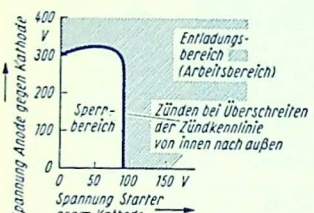


Bild 14

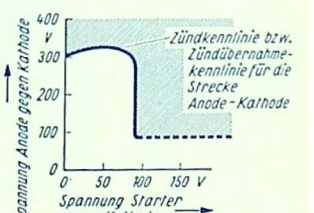


Bild 15

Zündübernahme-Kennlinie als Fortsetzung der Zündkennlinie

Das **Bild 15** zeigt die Grenze zwischen Sperr- und Entladebereich allein für die Glimmstrecke zwischen Kathode und Anode. In Bild 15 ist die Zündung der Starterstrecke selbst außer acht gelassen. Eine Zündübernahme von der gezündeten Starterstrecke auf die Hauptstrecke bei hohem Starterstrom wurde hingegen berücksichtigt. Der hier eingetragene waagerechte Fortsatz besagt, daß die Anoden-Kathoden-Strecke auch bei höheren Werten der Starterspannung eine Zündung nicht übernimmt, wenn nur die Anodenspannung unter ihrem Brennwert bleibt.

Zur **primären Zündung der Hauptstrecke** (Anode-Kathode) gehört in **Bild 15** nur der obere, für Spannungen ab 300 V geltende Kennlinienteil. Der Rest der Kennlinie, also der von 300 V ab nach unten und anschließend waagerecht verlaufende Kennlinienteil, betrifft lediglich die Übernahme eines bestehenden Zündzustandes der Starterstrecke auf die Hauptstrecke. Dazu ist für Bild 15 vorausgesetzt, daß der über die Starterstrecke fließende Starterstrom zum Zeitpunkt der Zündübernahme auf die Hauptstrecke einen beträchtlichen Wert hat, also gemäß Bild 13 einen Wert, der 200 µA weit übersteigt.

Statt des niedrigen Wertes der Anoden-Kathoden-Spannung zur Zündübernahme auf die Hauptstrecke, wie das durch das untere waagerechte Stück der Kennlinie von Bild 15 angedeutet wird, ergeben sich für geringere Starterströme höhere Übernahmespannungen (siehe z. B. Bild 13). Um das darzustellen, darf man nicht die Starter-Kathoden-Spannung selbst zugrunde legen, sondern muß von der Urspannung im Starterstromkreis ausgehen

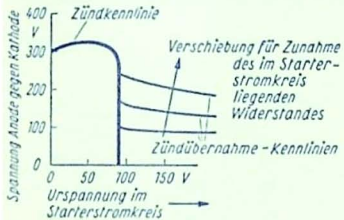


Bild 16

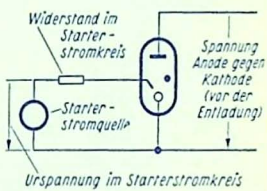


Bild 17

und den im Starterstromkreis wirksamen Widerstand in Rechnung setzen (**Bilder 16** und **17**). Man beachte, daß für die drei zur Zündübernahme gehörenden Kennlinienstücke von Bild 16 nur die zum Zeitpunkt der Zündübernahme geltenden Werte der Anoden-Kathoden-Spannung, der Urspannung im Starterstromkreis und des Widerstandes im Starterstromkreis maßgebend sind.

Bild 18

Bild 19

Bild 20

In allen Glimmröhren und damit auch in Relaisröhren mit kalter Kathode können Glimmentladungen grundsätzlich zwischen beliebigen Elektroden bei beliebigen Spannungsvorzeichen zustande kommen (**Bilder 18...20**). So ist z. B. eine Glimmentladung auch für negative Anodenspannung (Anode negativ gegen Kathode) oder für negative Starterspannung möglich. Hieraus folgt: Die Spannungen des Starters und der Anode gegen die

Kathode (U_{stk} und U_{ak}), deren positive Richtungen in **Bild 21** eingetragen sind, können einzeln oder gemeinsam auch mit genügend hohen negativen Werten zum Zünden führen.

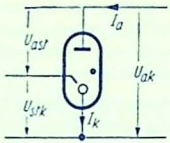
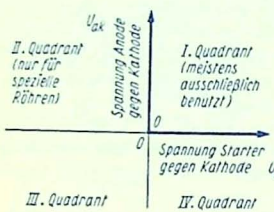


Bild 21

Zu allen diesen Fällen gehören im Zünddiagramm die vier durch **Bild 22** veranschaulichten **Quadranten.**



Quadrant	U_{ak}	U_{stk}
I	positiv	positiv
II	positiv	negativ
III	negativ	negativ
IV	negativ	positiv

Bild 22

Bild 14 stellt also nur das zum ersten Quadranten gehörende Stück einer sich über alle vier Quadranten erstreckenden Zündkennlinie dar.

In **Bild 23** ist das Kennlinienstück von Bild 14 durch den Verlauf in den weiteren Quadranten ergänzt. Die Gesamtkennlinie ist in sich selbst geschlossen und bildet so eine Schleife. Als Arbeitsbereich wird in der Praxis allerdings stets nur Quadrant I (Bild 14) bzw. manchmal statt dessen Quadrant II ausgenützt, was aber dafür besonders gebaute Röhren voraussetzt. Jede Relaisröhrentype ist für einen bestimmten Quadranten gebaut unb darf nur diesem Quadranten gemäß benutzt werden. Andernfalls wird die Röhre deschädigt.

Exemplarstreuungen

Die Relaisröhren mit kalter Kathode weisen Exemplarstreuungen (also Datenabweichungen zwischen Röhren derselben Type) auf. Diese äußern sich unter anderem darin, daß das Zünden bei manchen Exemplaren schon mit geringeren und bei anderen Exemplaren mit höheren Spannungen erfolgt. Während also für den einzelnen Fall eine Kennlinie gilt, wie sie in den Bildern 14 und 23 dargestellt ist, hat man für beliebige

Röhren einer Type statt mit einer Kennlinie mit einer Zone zu rechnen, die zwischen dem sicheren Sperrbereich und dem sicheren Entladungsbereich liegt.

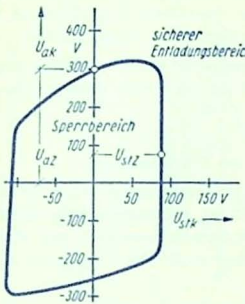


Bild 23

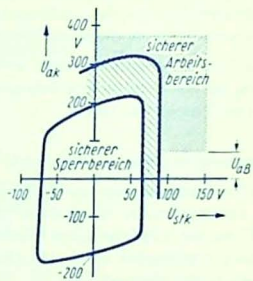


Bild 24

Soll eine Schaltung für das Bestücken mit beliebigen Röhren einer Type bemessen werden, so muß man dafür sorgen, daß Anodenspannung und Starterspannung für die gesperrte Röhre innerhalb des von der Zündzone umschlossenen Bereiches bleiben und daß für die Zündung ein außerhalb dieser Zone liegender Punkt in Frage kommt. Dazu sind natürlich beim Bemessen der Schaltungen und bei der Wahl der Speisespannungen auch die Toleranzen der übrigen Schaltelemente und die voraussichtlichen Schwankungen der Speisespannung in Rechnung zu setzen!

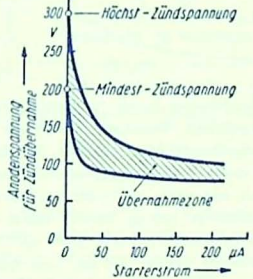


Bild 25

Wird darauf verzichtet, die Zündzone darzustellen, so begnügt man sich in der Regel mit der Kennlinie, die ihre innere Begrenzung bildet.

Wird als Arbeitsbereich lediglich der erste Quadrant ausgenutzt, so muß man demgemäß ein Zünddiagramm zugrunde legen, wie dies durch **Bild 24** veranschaulicht wird. Im Bild 24 ist der Arbeitsbereich, d. h. der ausgenutzte Teil des Entladebereiches, nur insoweit schraffiert, als die Anodenspannung ihren Brennwert U_{aB} übersteigt. Dieser stellt nämlich deren betrieblichen Mindestwert dar (vergleiche hierzu Bild 15).

Auch auf die Übernahmekennlinie wirkt sich naturgemäß die Exemplarstreuung aus. Das bedeutet hier ebenfalls eine Toleranzzone **(Bild 25)**, die für das Bemessen der Schaltungen beachtet werden muß.

Übernahmekennlinie bei Kapazität parallel zur Starterstrecke

Zur Zündübernahme von der Starterstrecke auf die Hauptstrecke gehört ein höherer Strom zwischen Starter und Kathode als zum Zünden der Starterstrecke allein. Zum Liefern des zur Zündübernahme zusätzlich notwendigen Stromes kann man einen aufgeladenen Kondensator verwenden **(Bild 26)**. Dieser stellt eine Stromquelle mit sehr geringem Innenwiderstand dar.

Da der die Zündübernahme erleichternde Kondensator sich nach dem Zünden der Starterstrecke plötzlich zu einem Teil entlädt und seine Spannung damit abkippt, nennt man die Zündübernahme für den Fall der Verwendung eines zwischen Starter und Kathode liegenden Kondensators „Kippzündung".

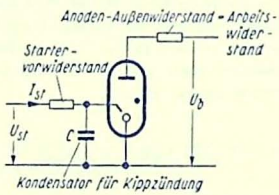


Bild 26

Im Ruhezustand wird der Kondensator durch die Starter-Vorspannung U_{st} aufgeladen. Er speichert somit elektrische Arbeit. Wenn der Zündimpuls eintrifft, werden hierdurch Kondensatorladung und gespeicherte Arbeit erhöht. Sobald damit die Starter-Zündspannung erreicht ist, muß zunächst von der Signalquelle der zum Zünden der Starterstrecke notwendige Vorstrom, also der zum Zünden der Starterstrecke gehörende Strom (entsprechend Strom zu Punkt c in Bild 6), fließen, damit die selbständige Entladung über die Starterstrecke möglich wird. Nun aber steht ein Teil der im Kondensator gespeicherten Arbeit zur Verfügung. Dieser Teil, der eine kräftige Glimmentladung und damit eine sichere Zündübernahme auf die Hauptstrecke ermöglicht, entspricht dem Überschuß der Starter-Zündspannung über die Starter-Brennspannung. Wie schon angedeutet, wird der für die Übernahme der Glimmentladung von der Starterstrecke auf die Hauptstrecke notwendige Starterstrom hierbei vorwiegend vom Kondensator geliefert.

Die Arbeit, die im Kippkondensator gespeichert werden muß, um die Zündübernahme auf die Hauptstrecke zu ermöglichen, muß um so größer sein, je weniger der Wert der Anoden-Speisespannung den Wert der Anoden-Brennspannung übersteigt. Die zu

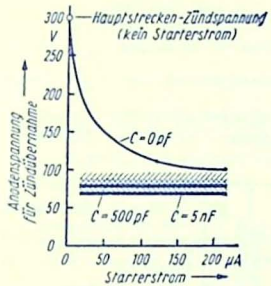


Bild 27

speichernde Arbeit ist aber bei gleicher Starter-Gesamtspannung (Starter-Vorspannung + Starter-Impulsspannung) der Kapazität des Kondensators proportional. Mit wachsender Kapazität sinkt demgemäß der Anodenspannungswert, bei dem die Übernahme

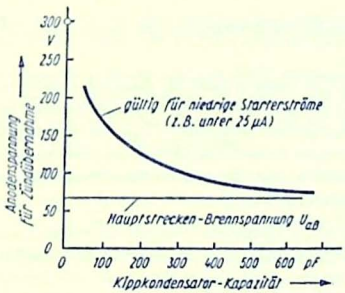


Bild 28

erfolgt (**Bilder 27** und **28**). Allerdings darf diese Kapazität auch nicht beliebig groß bemessen werden, weil sonst das Nachladen des Kondensators über den meistens hohen Innenwiderstand der Signalquelle möglicherweise zu lange dauern würde und kurze Steuer-Impulse deshalb wirkungslos blieben. Auch müßte bei hoher Kapazität des Kippkondensators zwischen diesem und dem Starter ein Begrenzerwiderstand eingefügt werden.

Im übrigen könnte auch eine noch so große Kapazität des zwischen Starter und Kathode eingefügten Kondensators die Anodenspannung, bei der die Übernahme erfolgt, doch nicht unter den Wert ihrer Brennspannung senken.

Kennwerte

Einige der Kennwerte ergeben Anhaltspunkte für die Zusammenhänge, die im einzelnen durch die Zündkennlinie und durch die Übernahmekennlinie veranschaulicht werden. Zu den Zündkennlinien gehören (siehe Bild 23 und 24):

der Bereich der Anoden-Zündspannung U_{aZ} für 0 V Starterspannung und

der Bereich der Starter-Zündspannung U_{stZ} für die Anodenbrennspannung.

Zur Übernahmekennlinie wird der Starterstrom für das Einleiten der Hauptentladung bei einer bestimmten Anodenspannung genannt **(Bild 29).**

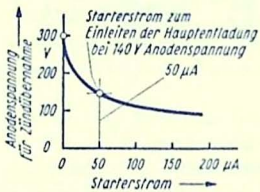


Bild 29

Zwei weitere Kennwerte sind die Brennspannungen (siehe Bild 6) für Haupt- und Starter-Strecke.

Außerdem kommen als Kennwerte in Betracht: die schon erläuterte Maximalzeit für das Mitteln des Kathodenstroms (gelegentlich Integrationszeit genannt) sowie die Ionisierungszeit und die Freiwerdezeit (Entionisierungszeit). Diese beiden letztgenannten Zeiten kennzeichnen die Schnelligkeit des Arbeitens der Röhre. Sie bestimmen somit für periodisches Schalten die mit der Röhre erreichbare höchste **Schaltfrequenz,** nämlich die Zahl der Schaltperioden (Schaltspiele) je Sekunde.

Die **Ionisierungszeit** ist die Zeitspanne zwischen Erreichen der Zündbedingung und Eintreten des Betriebszustandes oder, was dasselbe bedeutet, die Zeit, in der die Anodenspannung vom Zündwert bis auf den Brennwert absinkt. Die Bezeichnung „Ionisierungszeit" beruht darauf, daß diese Zeit zum Bilden der für den Betrieb notwendigen Ladungsträger, also zum Ionisieren des Gases, benötigt wird.

Die **Freiwerdezeit (Ent-Ionisierungszeit)** ist die Zeitspanne zwischen dem Zeitpunkt der Unterbrechung des Stromes der Hauptentladestrecke und dem Zeitpunkt des Wiedererreichens der ursprünglichen Sperrfähigkeit dieser Strecke. Sie hängt von der Starterspannung ab und wird außerdem um so kürzer, je weiter man – natürlich innerhalb des sicheren Sperrbereiches – mit dem Wert der entgegengesetzt gepolten Anodenspannung geht. Dabei spielt im übrigen auch der zeitliche Ablauf eine wichtige Rolle. Zum Vermindern der Ent-Ionisierungszeit gibt man also der Röhre unmittelbar nach dem Sperrzeitpunkt eine Anodenspannung mit entgegengesetztem Vorzeichen wie zuvor

(bei Quadrant I als Arbeitsbereich also eine negative Anodenspannung). Eine Wertangabe für die Freiwerdezeit gilt nur unter bestimmten Bedingungen. Als solche werden z. B. gewählt vor dem Sperren + 125 V Anodenspannung und nach dem Sperrzeitpunkt −50 V Anodenspannung sowie 0 V Starterspannung. Die Freiwerdezeit liegt in der Größenordnung von Zehnern von Mikrosekunden bis zu wenigen Millisekunden.

Grenz- und Betriebswerte

Als Strom-Grenzwerte kommen, wie schon erwähnt, in Betracht:

I_{ksp} der höchstzulässige Kathoden-Spitzenstrom, der sich daraus ergibt, daß die Glimmentladung sich nicht über die dafür vorgesehenen Flächen hinaus erstrecken soll, und

$I_{k\,mitt}$ der höchstzulässige mittlere Kathodenstrom, wobei der Kathodenstrommittelwert höchstens über die Integrationszeit gebildet werden darf,

$I_{k\,min}$ der minimale Kathodenstrom, der zum Aufrechterhalten eines stabilen Betriebes erforderlich ist,

$I_{st\,sp}$ der höchstzulässige Starter-Spitzenstrom, der darin begründet ist, daß die Starter-Glimmentladung sich auf die hierfür in Betracht kommende Fläche zu beschränken hat.

Weitere Grenzwerte gibt es für die Anoden-Speisespannung und für die Starter-Vorspannung. Diese zwei Werte liegen innerhalb des sicheren Sperrbereiches.

Die empfohlenen Betriebswerte berücksichtigen die Exemplarstreuungen und darüber hinaus eine hohe Lebensdauer der Röhren. Es handelt sich hier — abgesehen von Anoden-Speisespannung und Starter-Vorspannung — um die Starter-Spitzenspannung ($U_{st\,sp}$) = Starter-Vorspannung + Steuerspannung.

Der Arbeits-Quadrant, der der Konstruktion der Röhre zugrunde liegt, ist in den „Technischen Daten" angegeben. Er muß mit Rücksicht auf die Röhren-Lebensdauer für den Betrieb verwendet werden. Meistens handelt es sich um Quadrant I, selten um Quadrant II.

Schließlich bestehen Grenzen für die Umgebungstemperatur, z. B. −60 °C...+75 °C.

Kapazität parallel zur Hauptstrecke

Läge unmittelbar parallel zur Strecke Kathode-Anode eine höhere Kapazität, so muß man darauf achten, daß der maximale Kathodenspitzenstrom nicht überschritten wird. Nur so bleibt eine solche Kapazität ohne schädlichen Einfluß auf die Röhre. Die Kapazität stellt im Augenblick des Zündens eine Stromquelle mit sehr geringem Innenwiderstand dar, womit der Entladestrom einen hohen Anfangswert annimmt. Notfalls ist deshalb vor die Anode oder vor die Kathode ein Schutzwiderstand so einzufügen, daß die Kapazität damit parallel zur Reihenschaltung aus Kathoden-Anoden-Strecke und Schutzwiderstand liegt.

Prinzipschaltungen mit Kaltkathoden-Relaisröhren

Schaltungsprinzip

Bild 1 zeigt eine Relaisröhre, in deren Hauptstrecke ein Außenwiderstand eingeschaltet ist, mit dem zur Relaisröhre gehörenden Starterstromkreis. Hauptstrecke und Starterstrecke sind Glimmstrecken. Diese müssen stets über Vorwiderstände gespeist werden. In dem Starterkreis liegt ein **Begrenzerwiderstand,** der es verhütet, daß der Starterstrom einen zu hohen Wert annimmt. Vielfach spielt der Innenwiderstand der Starterstromquelle schon allein die Rolle eines solchen Begrenzerwiderstandes.

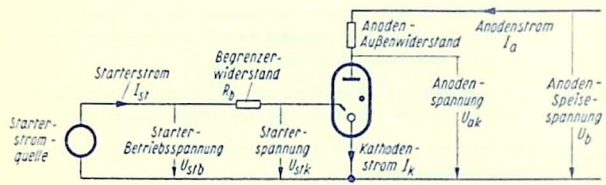


Bild 1

Auch der in den Anodenzweig eingefügte Außenwiderstand hat als Begrenzerwiderstand Wirksam zu sein.

Der Mindestwert eines solchen Vorwiderstandes errechnet sich für den Gleichstromfall, indem man den Betrag, um den die Speisespannung die Brennspannung übersteigt, durch den höchstzulässigen Gleichstromwert der Glimmstrecke teilt.

Die Relaisröhre darf nur über die Starterstrecke gezündet und nur in dem für sie angegebenen Quadranten (also mit den für die Röhre in den „Technischen Daten" angegebenen Spannungsvorzeichen) betrieben werden.

Die Starterspannung

Die Spannung des Starters gegen die Kathode dient dazu, die Relaisröhre zu zünden. Normalerweise ist hierfür der Starter positiv gegen die Kathode, was dadurch kenntlich gemacht wird, daß man angibt, für die Relaisröhre gelte als Arbeitsbereich der Quadrant I. Zum Zünden muß die Starterspannung ihren Zündwert erreichen bzw. überschreiten. Soll gezündet werden, so legt man entweder diese Spannung zwischen Starter und Kathode an oder man erhöht nur die vorher schon vorhandene Starterspannung, deren Wert zunächst unter dem Zündwert liegt, auf den Wert, der zum Zünden führt. In letzterem Fall wird die Starterspannung, die als Grundspannung am Starter liegt, **Starter-Vorspannung** genannt.

Während die Vorspannung einer Verstärkerröhre oder eines Transistors den dafür vorgeschriebenen Arbeitspunkt (Anoden- oder Collector-Ruhestrom) festlegt, reduziert man durch die Vorspannung der Relaisröhre die zum Zünden zusätzlich aufzubringende Mindestspannung auf den Betrag, um den die Starter-Zündspannung die Startervorspannung übersteigt.

Zufuhr der Starterspannung bzw. des Starterstromes

In Bild 1 ist zwischen der Herkunft der Starter-Vorspannung und der zum Zünden dienenden Starterspannung kein Unterschied gemacht. Dieser Unterschied ist nämlich nicht immer gegeben. Die Starter-Vorspannung kann auch gleich Null sein.

Wo das Zünden der Starterstrecke allein durch Erhöhen der vorhandenen Starterspannung bewirkt wird, beschränkt sich die Schaltung des Starterstromkreises auf die Starterspannungsquelle und auf einen dem Starter vorgeschalteten Begrenzerwiderstand (**Bild 2**). Als Begrenzerwiderstand dient, wie schon erwähnt, vielfach der Innenwiderstand der Starterspannungsquelle.

Bild 2

Bild 3

Bild 4

Soll der hohe Eingangswiderstand der Relaisröhre ausgenutzt, soll also mit minimalem Strom aus der Starterspannungsquelle gezündet werden, so arbeitet man mit **Kippzündung**: Man legt zwischen Starter und Kathode einen Kondensator, der im Zündaugenblick als zusätzliche oder praktisch alleinige Starterstromquelle dient (**Bild 3**). Die Bezeichnung „Kippzündung" erklärt sich daraus, daß die Kondensatorspannung beim Zünden plötzlich auf den Wert der Starter-Brennspannung abkippt.

Die Kapazität des Kippkondensators bemißt man im allgemeinen mit etwa 200 pF ... 2 nF. Falls für das Zünden genügend lange Impulse zur Verfügung stehen, kann man bis auf etwa 5 nF gehen. Damit werden die zur Übernahme erforderlichen Werte des Stromes der Starterspannungsquelle bzw. der Anodenspannung noch etwas weiter herabgesetzt. Allerdings beansprucht das Nachladen des Kondensators unter sonst gleichen Bedingungen um so mehr Zeit, je größer dessen Kapazität gewählt wird. Verwendet man eine wesentlich höhere Kapazität als 5 nF, so muß zwischen Starter und Kondensator ein Begrenzerwiderstand gelegt werden, der verhindert, daß der Entladestrom den höchstzulässigen Wert des Starterspitzenstromes übersteigt (**Bild 4**).

Bei extrem großem Innenwiderstand der Starterspannungsquelle verlangt die Röhre für das Zünden eine besonders hohe Spannung. Dabei ist die Kapazität des die Kippzündung ermöglichenden Kondensators wesentlich kleiner zu bemessen als sonst. Für einen Innenwiderstand der Starterspannungsquelle von einigen 100 MΩ geht man mit dieser Kapazität bis auf etwa 10 ... 50 pF herunter.

Wenn mit einem Spannungsimpuls oder mit einer Wechselspannung zusätzlich zu einer Vorspannung gezündet werden soll, verwendet man üblicherweise eine Schaltung, wie sie durch **Bild 5** veranschaulicht wird: Man führt den Zündimpuls oder die Wechselspannung über einen Kondensator zu und riegelt für die zum Zünden dienende Spannung den Weg über die Vorspannungsquelle durch einen Sperrwiderstand ab.

Falls die Impulsspannung bzw. die Wechselspannung einen zu hohen Strom bewirken würde (Quelle mit niedrigem Innenwiderstand und mit verhältnismäßig hoher Spannung), muß man darauf achten, daß der Starter-Spitzenstrom nicht überschritten wird. Man fügt in solchen Fällen unmittelbar vor dem Starter einen Begrenzerwiderstand ein **(Bild 6)**.

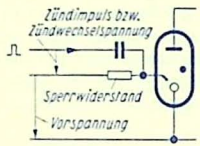


Bild 5

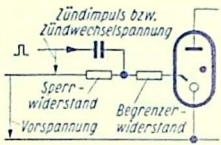


Bild 6

Wird mit einer Starter-Vorspannung gearbeitet, so braucht man zum Zünden mit kurzen Impulsen eine höhere Gesamtspannung als in dem Fall, in dem der Impuls allein (also ohne Vorspannung) zwischen Starter und Kathode auftritt **(Bild 7)**.

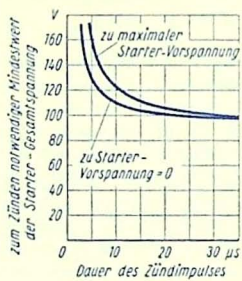


Bild 7

Beim Zünden mit Impulsen ist die Ionisierungszeit zu beachten. Die Starter-Gesamtspannung gegen die Kathode muß um so höher gewählt werden, je kürzer der Zündimpuls ist.

Starterspannungsquellen

Vielfach nimmt man zumindest die Starter-Vorspannung an einem Spannungsteiler ab, der an der Anoden-Speisespannung der Röhre liegt **(Bild 8)**. Diese Grundschaltung wählt man vor allem, wenn die Relaisröhre durch eine Widerstandsänderung zu zünden ist. Der eine Teilwiderstand hat dabei in der Regel einen festen Wert, während der Wert des anderen Teilwiderstandes von dem Wert einer zu überwachenden Größe abhängt. Als Widerstände solcher Art dienen beispielsweise Photozellen. Bei Abgreifen der Starterspannung an einem Spannungsteiler muß entweder der Spannungsteiler-Innenwiderstand selbst einen zu hohen Starterstrom verhindern, oder aber es ist notwendig, in die Starterleitung einen Begrenzerwiderstand einzubauen.

In **Bild 9** ist der sich ändernde Widerstand R_1 so eingefügt, daß ein Abnehmen seines Wertes zum Zünden führt. Es handelt sich also z. B. um den Fall, daß die Relaisröhre zünden soll, wenn die Helligkeit zunimmt und damit der Photozellenwiderstand sinkt. Tritt der sich ändernde Widerstand an die Stelle von R_2 **(Bild 10)**, so zündet die Röhre bei Anwachsen des Widerstandswertes.

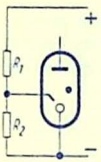


Bild 8

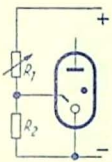


Bild 9

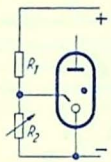


Bild 10

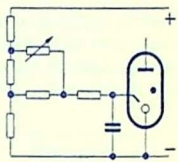


Bild 11

Die Schaltungen gemäß den Bildern 9 und 10 werden vielfach verfeinert, um dadurch die für den sich ändernden Widerstand notwendigen Betriebsbedingungen zu schaffen bzw. dessen Abhängigkeit von der zu überwachenden Größe mit den Zündbedingungen der Röhre in Einklang zu bringen. **Bild 11** gibt hierzu ein Beispiel. Der sich ändernde Widerstand ist auch in diesem Beispiel eine Photozelle.

Mitunter ist eine stabilisierte Starter-Vorspannung notwendig oder erwünscht. Man stabilisiert in solchen Fällen meistens mit einer Stabilisator-Röhre **(Bild 12)**, wobei man für den Zündimpuls bzw. für die Zündwechselspannung einen Sperrwiderstand braucht.

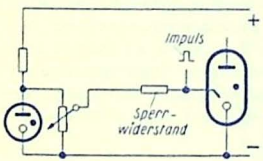


Bild 12

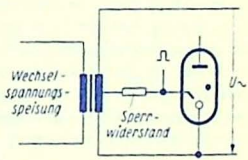


Bild 13

Bild 13 deutet an, daß bei Speisung mit Wechselspannung an Stelle eines Spannungsteilers auch eine angezapfte Transformatorwicklung verwendet werden kann. Davon wird man vor allem Gebrauch machen, wenn ein Transformator z. B. zwecks bestimmter Erdung oder wegen Spannungswandlung ohnehin notwendig ist. Hierbei empfiehlt es sich meistens, mit Hilfe eines Ventils eine Starter-Vorspannung zu gewinnen, um ein Zünden bei negativer Anodenspannung zu verhindern.

Unverzögertes Zünden durch Schalten

Vielfach legt man die Starterstrecke der Relaisröhre zum Zwecke des Zündens an eine Spannung, deren Wert den maximal in Frage kommenden Wert der Starter-Vorspannung genügend übersteigt. Auch hierbei wird die Starterspannung meistens von einem Span-

nungsteiler abgenommen, der an der Anoden-Speisespannung liegt. In **Bild 14** ist ein einfacher Fall gezeigt. Der Starter ist im Ruhezustand mit Punkt B des Spannungsteilers verbunden. Zum Zünden wird er auf den Punkt A dieses Spannungsteilers umgeschaltet. Der Kondensator C hält die Starterspannung, die zum Abgriff B gehört, während des Umlegens des Schalters fest, so daß beim Anschluß des Starters an den Punkt A als Schaltspannung nur die Differenzspannung zwischen A und B auftritt.

In **Bild 15** ist die Schaltung von Bild 14 etwas verfeinert. Hier bedient man einen Einschaltkontakt K. Im Ruhezustand liegt auch in diesem Fall am Starter die Spannung des Punktes B gegen den Punkt M. Schließt man den Kontakt, so kommt statt dieser Spannung die Spannung des Punktes A gegen den Punkt M zur Geltung.

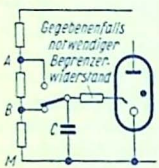


Bild 14

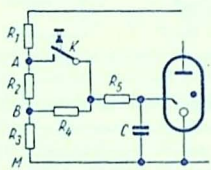


Bild 15

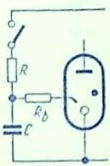


Bild 16

Der Widerstand R_4 hat gegen die Spannungsteilerwiderstände R_1, R_2 und R_3 einen hohen Wert. Dasselbe gilt für den Widerstand R_5. Der Kondensator C ermöglicht eine Kippzündung. Der zum Zünden zuzuführende Strom braucht infolgedessen nur einen sehr geringen Wert zu haben. An dem Kontakt K ist somit lediglich eine äußerst kleine Leistung zu schalten. Man nennt eine solche Schaltung **Kontaktschutzschaltung**. Die Tatsache, daß der Einschaltkontakt als Taste gezeichnet ist, deutet darauf hin, daß der Kondensator hier nur die Aufgabe hat, den Starterstrom, der zur Zündübernahme auf die Hauptstrecke benötigt wird, klein zu halten. Es handelt sich also um ein Schalten praktisch ohne Verzögerung. Schaltungen dieser Art verwendet man z. B. in Verbindung mit Flüssigkeits-Kontakt-Thermometern.

Gegen das Einschalten verzögertes Zünden (Zeitschalter)

Bild 16 zeigt eine Schaltung, in der man mit einem Kondensator höherer Kapazität das Zünden gegen den Zeitpunkt des Schließens des hier eingetragenen Schalters verzögert. Sobald der Schalter geschlossen ist, beginnt das Aufladen des Kondensators C über den Widerstand R. Die Spannung am Kondensator nimmt also entsprechend der Zeitkonstante $R \cdot C$ zu. Hat die Kondensatorspannung den Wert der Starter-Zündspannung erreicht, so wird die Röhre gezündet. Da bei sehr großer Kapazität des Kondensators die Kathode übermäßig belastet würde, fügt man hier meistens einen Begrenzerwiderstand (R_b in Bild 16) ein.

Das Bild 16 zeigt das Prinzip. Die tatsächlich ausgeführten Schaltungen sind meistens komplizierter aufgebaut. Der Kondensator C muß nämlich nach erreichter Zündung automatisch entladen werden, damit die Schaltung von neuem betätigt werden kann.

Bild 17 veranschaulicht eine solche, praktisch ausgeführte Schaltung. In ihr wird der Kondensator C mit Hilfe eines Kontaktes des in der Anodenleitung der Relaisröhre liegenden elektromagnetischen Relais entladen. In den Entladestromkreis ist ein Widerstand eingefügt, der mit Rücksicht auf den Relaiskontakt den Entladestrom begrenzt.

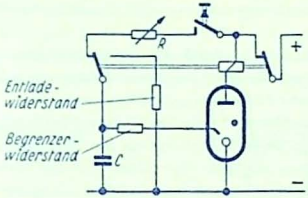


Bild 17

Spezielle Schaltung zum Zünden durch Wechselspannung

Bild 18 betrifft einen Fall, in dem ein der speisenden Gleichspannung überlagertes Tonfrequenzsignal die Röhre zu zünden hat. Die Starter-Vorspannung wird an einem Spannungsteiler abgenommen. Der Kondensator C_1 ergibt für die Signalfrequenz zusammen mit dem linken Teil der Spule L Serienresonanz, woraus eine Spannungsüberhöhung folgt. Der Kondensator C_2 schließt den unteren Teilwiderstand des Spannungsteilers für die Signalfrequenz kurz. Seine Kapazität ist also wesentlich höher als die des Kondensators C_1 zu wählen. Mit dem rechten Teil der Spule L wird die durch Resonanz überhöhte Signalspannung außerdem hinauftransformiert.

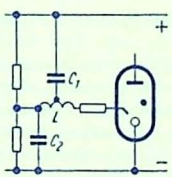


Bild 18

Schaltung der Hauptstrecke bei Speisen mit Gleichspannung

Zur Hauptstrecke gehören die Anoden-Speisespannungsquelle, die Anode und die Kathode der Relaisröhre sowie ein Widerstand, der mit der Hauptstrecke in Reihe liegt. Dieser Widerstand erfüllt vor allem zwei Aufgaben:

Er hat den über diese Strecke fließenden Strom (Gleichstrom bzw. Spitzenstrom) zu begrenzen, d. h. das Überschreiten der höchstzulässigen Stromwerte zu verhindern.

Er dient außerdem als Arbeitswiderstand, an dem beim Zünden der Röhre ein weiterzugebender Spannungssprung auftritt, oder der als elektromagnetisches Relais bzw. selten auch als Glühlampe dargestellt ist.

Der Widerstand wird entweder in die Anodenleitung oder in die Kathodenleitung gelegt. Damit hat man die Möglichkeit, das Vorzeichen des weiterzugebenden Spannungssprunges gegen Masse zu wählen (positiv bei Widerstand in der Kathodenleitung, negativ bei Widerstand in der Anodenleitung).

Wenn als Arbeitswiderstand kein Relais, sondern z. B. ein Widerstand dient, oder wenn eine Lampe als Arbeitswiderstand benutzt wird, hat man es mit einer reinen Relaisröhrenschaltung zu tun.

Falls der Arbeitswiderstand aber durch ein elektromagnetisches Relais dargestellt ist, handelt es sich um eine Kaskadenschaltung zweier Relais, worin die Relaisröhre als erstes und das elektromagnetische Relais als zweites Relais arbeitet.

In **Bild 20** ist der Arbeitswiderstand zwischen Minuspol der Speisespannung und Kathode der Relaisröhre eingefügt. Beim Zünden springt die Spannung des Punktes B gegen M plötzlich von Null auf einen positiven Wert. Damit hat der weitergegebene Spannungssprung gegen Masse das entgegengesetzte Vorzeichen wie in der Schaltung nach Bild 19. Wenn die Starter-Speisespannung bzw. die Starter-Vorspannung zwischen Starter und M anliegt, ergibt sich bei gezündeter Röhre eine um die dabei am Arbeitswiderstand auftretende Spannung verminderte Starterspannung gegen die Kathode der Röhre.

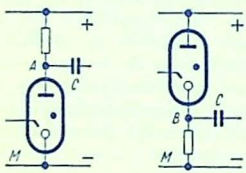


Bild 19

Bild 20

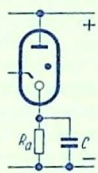


Bild 21

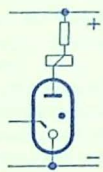


Bild 22

In der Schaltung von **Bild 21** liegt dem Widerstand R_a ein Kondensator parallel. Dieser Arbeitswiderstand hat einen sehr hohen Wert. Unmittelbar nach dem Zünden der Röhre entfällt auf den nun noch nicht aufgeladenen Kondensator keine Spannung. Somit steht für die Röhre eine hohe Spannung zur Verfügung. Folglich muß in dem Anodenstromweg anderweitig ein Widerstand (z. B. der einer Relaiswicklung liegen), damit der Kathodenspitzenstrom nicht überschritten wird. Hierbei lädt sich der Kondensator allmählich auf, womit der durch die Relaisröhre fließende Strom auf einen Bruchteil seines Anfangswertes zurückgeht.

Bild 22 entspricht dem Bild 19. In Bild 22 aber wird der Arbeitswiderstand im wesentlichen durch ein elektromagnetisches Relais dargestellt. Sofern der Gleichstromwiderstand der Relaiswicklung nicht genügt, um den Strom auf den für die Röhre höchstzulässigen Wert zu begrenzen, fügt man, wie hier angedeutet, in Reihe mit dem Relais einen zusätzlichen Begrenzerwiderstand ein. Auch das Relais und gegebenenfalls der Zusatzwiderstand können, entsprechend Bild 20, statt in die Anodenleitung in die Kathodenleitung gelegt werden.

- Die einmal gezündete, mit Gleichspannung gespeiste Röhre läßt sich über die Starterspannung nicht löschen.

Bei Speisen mit Gleichspannung bleibt also der Stromdurchgang durch die Röhre auch dann bestehen, wenn man die Starterspannung unter den Wert der Brennspannung senkt. Es handelt sich in solchen Fällen um eine **Halteschaltung**, in der ein lang andauernder Strom fließt. Um die Röhre von diesem Strom zu entlasten, kann man sie mit Hilfe eines von dem Relais betätigten Kontaktes überbrücken. Gegebenenfalls braucht man dazu in der Überbrückungsleitung einen Widerstand. Dessen Wert muß so bemessen werden, daß einerseits das Relais nicht überlastet wird und daß anderseits die an der Röhre verbleibende Spannung kleiner als ihre Brennspannung wird, die Hauptstrecke also erlischt. In **Bild 23** ist ein solcher mit einem Relaiskontakt geschalteter Zweig eingetragen. Zusätzlich enthält Bild 23 noch das Schaltzeichen eines Schalters, über den die Speisespannung zugeführt wird. Ein solcher Schalter ist zum Unterbrechen des Stromes notwendig, auch wenn die Röhre nicht überbrückt wird, um das Relais damit zum Abfallen zu bringen.

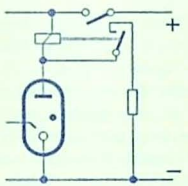


Bild 23

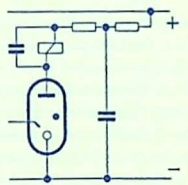


Bild 24

Selbsttätiges Löschen bei Speisen mit Gleichspannung

Um bei Speisen mit Gleichspannung ein selbsttätiges Verlöschen der einmal gezündeten Relaisröhre zu bewirken, wendet man einen Trick an: Man speist die Röhrenschaltung aus einem Kondensator, der über einen sehr hohen Widerstand aufgeladen wird. Nach dem Zünden der Röhre dient der Kondensator als Stromquelle, wobei seine Spannung zurückgeht, bis die Röhre verlöscht (**Bild 24**). In dieser Schaltung liegt die Parallelschaltung aus dem durch die Hauptstrecke der Röhre und durch das Relais gebildeten Zweig mit dem Speisekondensator über einen hohen Vorwiderstand an der speisenden Gleichspannung. Das Verlöschen ist nicht, wie man erst vermuten könnte, die alleinige Folge des Absinkens der als Speisespannung dienenden Kondensatorspannung, sondern ergibt sich, weil die Abnahme der Ladungsträgerbewegung in der Röhre dem Spannungsrückgang gegenüber etwas nacheilt. Daraus folgt eine Kondensator-Entladung bis auf eine etwas unter dem Brennwert liegende Spannung.

Schaltung der Hauptstrecke bei Speisen mit Wechselspannung

Beim Speisen mit Wechselspannung geht durch die Relaisröhre, solange die Zündbedingung erfüllt ist, ein pulsierender Strom, also ein Strom, der sowohl einen Gleichstromanteil wie auch einen Wechselstromanteil aufweist. Das bedeutet: Beim Speisen mit Wechselspannung kann man im Prinzip ebenso wie beim Speisen mit Gleichspannung ein polarisiertes Relais verwenden. Jedoch hat der Wechselstromanteil im allgemeinen ein Schwirren des Relais

zur Folge, wenn man beispielsweise nicht ein mit Kurzschlußwicklung oder Kupferrohr ausgerüstetes Relais benutzt (**Bild 25**).

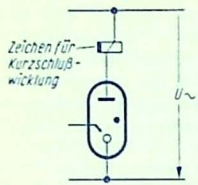


Bild 25

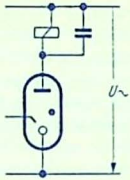


Bild 26

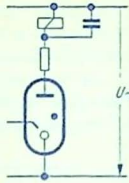


Bild 27

Für ein nicht mit Kurzschlußwicklung oder Kupferrohr versehenes Relais enthalten die Schaltungen bei Wechselspannungsspeisung parallel zum Relais einen Kondensator (**Bild 26**). Die Kapazität des Kondensators muß so groß bemessen werden, daß das Schwirren des Relais unterbleibt. Dabei kann der Einschalt-Spitzenstrom zu groß werden. Man ist also vielfach genötigt, in Reihe mit der Parallelschaltung aus Relais und Kondensator einen Widerstand zu legen (**Bild 27**). Manchmal fügt man den Widerstand, statt in Reihe mit der Parallelschaltung, auch in Reihe mit dem Kondensator ein. Anstelle eines Kondensators kann man auch ein Ventil dem Relais parallel legen (**Bilder 28** und **29**).

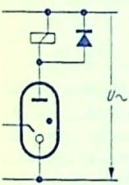


Bild 28

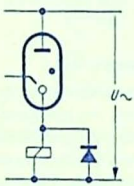


Bild 29

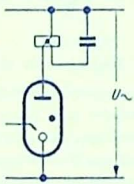


Bild 30

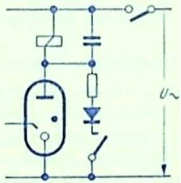


Bild 31

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, ein Relais mit angezapfter Wicklung zu verwenden, wobei man den Kondensator nur einem Teil der Relaiswicklung parallel schaltet (**Bild 30**). Hierbei wirkt der nicht überbrückte Teil der Relaiswicklung als Vorwiderstand, der in diesem Fall für die Wirkung des Relais ausgenutzt wird.

Um durch das Zünden der Röhre bei Wechselspannungsspeisung einen Dauerstrom zu bewirken, muß man entweder die Zündbedingung aufrecht halten, also für jede positive Halbwelle der Anoden-Speisespannung von neuem ein Zünden bewirken oder aber, falls nur mit einem kurzen Impuls gezündet wird, die Röhre ähnlich überbrücken, wie das in Bild 23 für Gleichspannungsspeisung angedeutet wurde.

Für Betrieb an Wechselspannung würde bei Überbrücken der Relaisröhre über das Relais ein Wechselstrom fließen. Man hat daher mit Rücksicht auf das üblicherweise polarisierte Relais in den Überbrückungszweig ein Ventil einzufügen (**Bild 31**).

Relais-Überspannung

Beim Verlöschen der Entladung bricht das Magnetfeld des Relais zusammen. Bei einem nicht mit Kurzschlußwicklung oder Kupferrohr versehenen Relais erfolgt der Zusammenbruch so rasch, daß hierzu eine übermäßig hohe, für die Röhre möglicherweise schädliche Spannung am Relais aufträte. Diese wird durch das Überbrücken des Relais mit einem Ventil oder auch mit einer Reihenschaltung aus einem Widerstand und einem Kondensator hinreichend kleingehalten. Die Polung des Ventils entspricht den in den Bildern 28 und 29 gezeigten Schaltungen.

Beispiele

In der Schaltung nach Bild 32 dient als Anodenspeisespannung eine Gleichspannung. In der Anodenleitung der Relaisröhre liegt ein elektromagnetisches Relais. Der Mindestwert für dessen Gleichstromwiderstand folgt aus dem höchstzulässigen Kathodenstrom der Relaisröhre (z. B. 25 mA), der minimalen Anodenbrennspannung (z. B. 70 V) und der maximalen Speisespannung (z. B. 220 V + 15% = 253 V). An der gezündeten Röhre liegen also 70 V. Demgemäß bleiben für das Relais 253 V — 70 V = 183 V. Hieraus folgt zu einem maximalen Strom von 25 mA ein Mindest-Relaiswiderstand von 183 V : 25 mA = 7,3 kΩ.

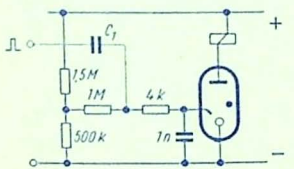


Bild 32

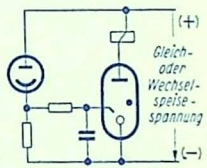


Bild 33

Die Starter-Vorspannung wird von einem an der Betriebsspannung liegenden Spannungsteiler abgenommen. Ihr überlagert man den Zündimpuls mittels des Kondensators C_1. Die Gesamtspannung wird dem Starter über einen Begrenzerwiderstand zugeführt. Ein Kondensator von 1 nF ergibt hier Kippzündung. Der Starterstrom kann also sehr niedrig sein. Die Kapazität dieses Kondensators ist verhältnismäßig groß. Das setzt voraus, daß der Zündimpuls nicht zu kurze Dauer hat. Der mit 1 MΩ bemessene Widerstand verhindert, daß der Zündimpuls durch den Spannungsteiler übermäßig belastet wird. Bei niedrigerem Quellwiderstand für den Zündimpuls und bei genügend hohen Werten der Spannungsteilerwiderstände kann der Sperrwiderstand von 1 MΩ entfallen.

Bild 33 zeigt eine Schaltung mit Photozelle. Die Relaisröhre wird gezündet, wenn die von der Photozelle überwachte Helligkeit ein vorgegebenes Maß überschreitet (siehe Bild 9). Durch Belichten sinkt der Photozellenwiderstand von einem sehr hohen Ausgangswert ab. Damit entsteht eine gegen die Kathode positive Starterspannung, die bei genügender Höhe zum Zünden führt. Mit dem Kondensator wird Kippzündung bewirkt. Diese Schaltung kann auch an Wechselspannung betrieben werden.

Transistor-Kennwerte für Emitterschaltung aus Kennlinienfeldern

Transistor-Kennwerte beschreiben die Transistor-Betriebs-Eigenschaften hinreichend genau für kleine Aussteuerung. Sie stellen also „Kleinsignalparameter" dar.

Aus den üblichen Kennlinien kann man nur die Realteile der Kennwerte entnehmen.

Für die Emitterschaltung verwendet man die drei folgenden Kennlinienfelder:

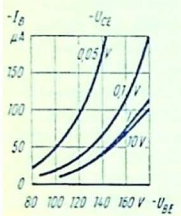


Bild 1

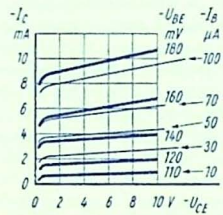


Bild 2

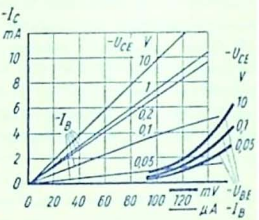


Bild 3

Bezeichnung	Variable	Parameter	Bild
Eingangskennlinienfeld	$I_B = f(U_{BE})$	U_{CE}	1
Ausgangskennlinienfeld	$I_C = f(U_{CE})$	I_B und U_{BE}	2
Übertragungskennlinienfelder	$I_C = f(I_B)$	U_{CE}	3
	$I_C = f(U_{BE})$	U_{CE}	

Den Bildern 1...3 und auch allen folgenden, daraus abgeleiteten Kennlinien, ist ein und derselbe Transistor zugrunde gelegt.

Die Vierpolparameter (Vierpolkoëffizienten)

Sie sind in den Bildern 4 ... 14 veranschaulicht. Die Bilder 4 ... 7 betreffen die Y-Matrix, die Bilder 8 ... 11 die Z-Matrix. Die Bilder 12 ... 14 gehören zu den restlichen der 12 Grundkoëffizienten (siehe TELEFUNKEN-Laborbuch Band I, Seite 40).

Bild 15 bringt in Ergänzung dazu den Zusammenhang von Z_I mit der Kennliniendarstellung. Wie man z. B. in den Fällen der Bilder 4 und 5 vorgehen kann, um die Koëffizienten zahlenmäßig aus den Kennlinienfeldern zu gewinnen, wird durch die Bilder 16 ... 19 dargestellt.

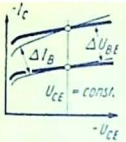


Bild 4

(siehe auch Bilder 16 und 17)

Kurzschluß-Eingangswiderstand

$$_kR'_e = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$$

für U_{CE} = const.

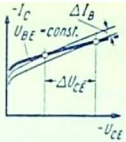


Bild 5

(siehe auch Bilder 18 und 19)

Kurzschluß-Rückwirkungsleitwert

$$G'_{r\ddot{u}} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{CE}}$$

für U_{BE} = const.

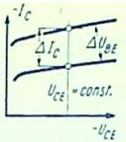


Bild 6

Steilheit bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$S' = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}}$$

für U_{CE} = const.

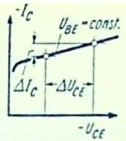


Bild 7

Kurzschluß-Ausgangswiderstand

$$_kR'_i = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$$

für U_{BE} = const.

$_kR'_e$, $G'_{r\ddot{u}}$, S' und $_kR'_i$ sind die Realteile von:

$$\frac{1}{Y'_{11}} = h_{ie} \qquad -Y'_{12} = -y_{re} \qquad \approx Y'_{21} = y_{fe} \qquad \frac{1}{Y'_{22}} = \frac{1}{y_{oe}}$$

$$\frac{1}{Y'_{11}} = H'_{11} \qquad Y'_{12} = -\frac{1}{B'_{12}} \qquad Y'_{21} = -\frac{1}{A'_{12}} \qquad \frac{1}{Y'_{22}} = C'_{21}$$

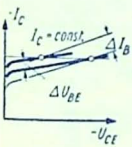


Bild 8

Leerlauf-Eingangswiderstand

$$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$$

für I_C = const.

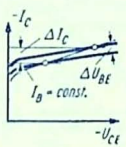


Bild 9

Leerlauf-Rückwirkungswiderstand

$$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_C}$$

für I_B = const.

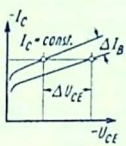


Bild 10

Leerlauf-Übertragungswiderstand

$$\frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_B}$$

für I_C = const.

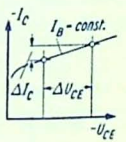


Bild 11

Leerlauf-Ausgangswiderstand

$$_lR_i = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$$

für I_B = const.

Die vorstehenden Größen sind die Realteile von:

$$Z'_{11} \qquad Z'_{12} \qquad Z'_{21} \qquad Z'_{22} = \frac{1}{H'_{22}} = \frac{1}{h_{oe}}$$

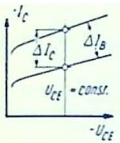


Bild 12

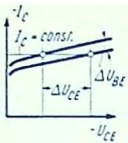


Bild 13

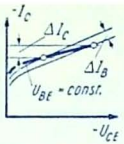


Bild 14

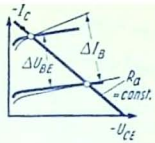


Bild 15

Stromverstärkungsfaktor	Leerlauf-Spannungsübersetzung vorwärts	Kurzschluß-Stromübersetzung rückwärts	Eingangswiderstand; Transistor mit R_a abgeschlossen.
$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$	$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}}$	$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$	$R'_e = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$
für U_{CE} = const.	für I_C = const.	für U_{BE} = const.	für R_a = const.
$A'_{22} = -\frac{1}{H_{21}}$	$A'_{11} = -\frac{\|H\|}{H_{21}}$	$B'_{22} = \frac{\|H\|}{H_{12}}$	$Z'_1 \approx R'_e$

Beispiele zum Bestimmen der Kennwerte bei sich überkreuzenden Kennlinienfeldern, hier aus Bild 3.

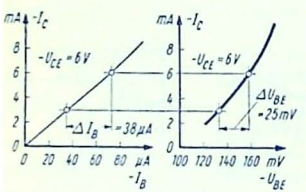


Bild 16

Bild 17

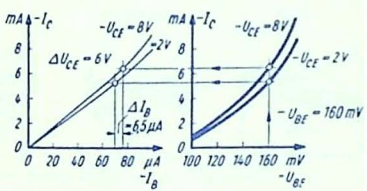


Bild 18

Bild 19

Bestimmt werden aus diesen Kennlinien nur die Realteile von h_{ie} und ν_{re}

$h_{ie} \approx k R'_e = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$ für U_{CE} = const.

$h_{ie} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-3}\ \text{V}}{3{,}8 \cdot 10^{-6}\ \text{A}} = 660\ \Omega$

für $-U_{CE}$ = 6 V und $-I_C$ = 3 ... 6 mA d. h. z. B. 4,5 mA im Arbeitspunkt.

$\nu_{re} \approx G'_{r\ddot{u}} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{CE}}$ für U_{BE} = const.

$\nu_{re} \approx \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{CE}} = \frac{6{,}5 \cdot 10^{-6}\ \text{A}}{6\ \text{V}} \approx$

$\approx 1{,}1 \cdot 10^{-6}\ \text{S} = 1{,}1\ \mu\text{S}$

für $|\Delta U_{CE}| = 8\ \text{V} - 2\ \text{V} = 6\ \text{V}$, $-U_{BE}$ = 160 mV und $-I_C \approx 6$ mA im Arbeitspunkt.

Beurteilen der Transistorgüte

Vorbemerkungen

Es handelt sich hier um die Güte des pnp-Transistors. Dieser läßt sich als Kombination zweier über die gemeinsame Basiszone miteinander verketteter Dioden auffassen (**Bild 1**).

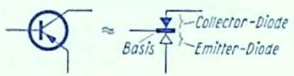


Bild 1

Für das Arbeiten des Transistors als verstärkendes Element ist die Dicke der zwischen Emitter- und Collectorzone liegenden Basiszone ausschlaggebend.

Die prinzipielle Funktion des Transistors hängt aber von der Güte der Sperrschichten zwischen Emitter und Basis sowie zwischen Collector und Basis ab. Diese Sperrschichten werden **„Emitter-Diode"** und **„Collector-Diode"** genannt (Bild 1).

Im Anschluß an eine Diskussion der Kennlinie einer Sperrschicht werden die zum Beurteilen der Güte dieser Dioden zweckmäßigen bzw. notwendigen Messungen beschrieben. Außerdem wird mitgeteilt, was sich aus den Meßergebnissen entnehmen läßt.

Sperrkennlinie und Gleichung für den reinen Sperrstrom

Bild 2 zeigt den negativen Ast einer Diodenkennlinie. Hierbei sind Diodenstrom und Diodenspannung für Durchlaßrichtung mit positiven Zahlenwerten eingesetzt. Statt,

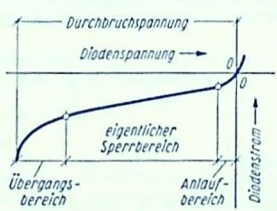


Bild 2

wie in Bild 2, den Sperrstrom als negativen Diodenstrom und die der Sperrichtung gemäß gepolte Spannung als negative Diodenspannung zu betrachten, kann man den in Sperrichtung fließenden Strom, d. h. den Sperrstrom und die der Sperrichtung gemäß gepolte Spannung, als Größen mit positiven Zahlenwerten ansehen und so auftragen, wie **Bild 3** das zeigt.

Bild 3 läßt erkennen, daß sich der in Sperrichtung fließende Strom aus dem reinen Sperrstrom und aus dem Leckstrom zusammensetzt.

Bild 3

Wir betrachten zunächst nur den reinen Sperrstrom, wobei wir uns auf den Anlaufbereich und den eigentlichen Sperrbereich beschränken, den Übergangsbereich (Bild 1) aber außer acht lassen (Bild 4).

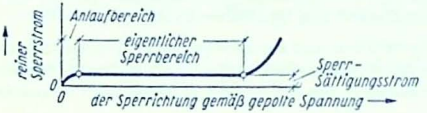


Bild 4

Eine solche Sperrkennlinie veranschaulicht den Zusammenhang zwischen dem reinen Sperrstrom I_{sperr} und der Sperrspannung U_{sperr} einer Diode und damit einer Sperrschicht. Für eine ideale Sperrschicht läßt sich dieser Zusammenhang durch eine einfache Formel angeben. Es ist

$$I_{sperr} = I_s \left(1 - e^{-\frac{U_{sperr}}{U_T}} \right) = I_s \left[1 - \exp\left(-\frac{U_{sperr}}{U_T} \right) \right]$$

I_s Sperrsättigungsstrom
U_{sperr} angelegte Sperrspannung
U_T Temperaturspannung bei 25 °C: $U_T = 0{,}026$ V

Mit $U_T = 0{,}026$ V gilt:

$$\frac{1}{U_T} = \frac{1}{0{,}026\ \text{V}} = 39 \left(\frac{1}{\text{V}} \right) \text{ und}$$

$$I_{sperr} = I_s \left(1 - e^{-39 \cdot U_{sperr}} \right)$$

An Hand dieser Beziehung lassen sich zwei Kennlinienbereiche erkennen:
Der **Anlaufbereich** ist der Bereich des Anstieges bis zum Sättigungswert.

Der eigentliche Sperrbereich: Ab einer Sperrspannung von etwa —0,1 V wird die e-Funktion so klein, daß sich ihr Wert gegen 1 vernachlässigen läßt

$$(\text{für } U_{sperr} = -0{,}1 \text{ V wird } e^{-39 \cdot 0{,}1} \approx 0{,}02)$$

Ab dieser Sperrspannung ist also der Sperrstrom praktisch konstant, nämlich gleich dem Sperrsättigungsstrom

$$I_{sperr} = \text{konstant} = I_s$$

Berücksichtigung des Leckstromes

In der Praxis enthält die Sperrschicht, besonders nahe der Oberfläche des Halbleitermaterials, Defektstellen. Diese wirken in ihrer Gesamtheit wie ein der Sperrschicht parallel liegender **Leck-Widerstand.** Der durch ihn fließende Leck-Strom überlagert sich dem konstanten Sättigungsstrom. Die Sperrkennlinie bekommt so eine vom Wert des Leck-Widerstandes abhängige Neigung. Den Leck-Widerstand kann man meistens als ohmschen Widerstand betrachten. Dazu gehört ein linearer Zusammenhang zwischen Leckstrom und in Sperrichtung angelegter Spannung.

Wenn man die Sperrspannung über den eigentlichen Sperrbereich hinaus erhöht, wird die Feldstärke (das Spannungsgefälle) in der Sperrschicht schließlich so groß, daß der Strom lawinenartig ansteigt. Die Spannung, bei der dies eintritt, heißt **Durchbruchspannung.**

An den Sperrbereich schließt sich als dritter Bereich der Übergangsbereich an.

Dieser **Übergangsbereich** ist für die ideale Sperrschicht sehr klein. Der Übergang vom Sperrbereich in den Durchbruch erfolgt hierfür nahezu abrupt. Für die tatsächlich vorhandene Sperrschicht dagegen brechen mit wachsender Spannung schon vor dem Durchbruch, je nach der Güte der Sperrschicht, zusätzliche Leckstellen auf. Daraus folgt ein mehr oder weniger breiter Übergangsbereich.

Breite des Übergangsbereiches und Höhe der Durchbruchspannung sind daher neben dem Wert des Sperrstromes Maße für die Sperrschichtgüte.

Temperaturabhängigkeit

Der gesamte Leitungsmechanismus der Halbleiter, d. h. die Zahl der Ladungsträger, die den Stromtransport besorgen, ist temperaturabhängig. **Bild 5** zeigt am Beispiel des Transistors OC 604, wie der Sperrstrom I_{CB0} der Collectordiode von der Temperatur abhängt. Man sieht aus Bild 5, daß der Sperrstrom einer e-Funktion der Temperatur folgt. Es ist

$$I_{sperr}(t) = I_{sperr}(25) \cdot e^{K(t - 25\,^\circ\text{C})} \quad \text{worin}$$

$I_{sperr}(25)$ Sperrstrom bei 25°C
$I_{sperr}(t)$ Sperrstrom bei der Temperatur t in °C
K Temperaturbeiwert 0,06 ... 0,1, im Mittel 0,082

Wegen dieser Temperaturabhängigkeit müssen alle Vergleichsmessungen an Transistoren bei der dafür allgemein festgelegten Umgebungstemperatur von $t_{amb} = +25\,°C$ durchgeführt werden.

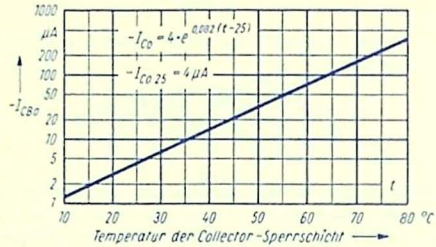


Bild 5

Für das Beurteilen der Transistorgüte wichtige Punkte im Kennlinienbild

Bild 6 enthält zum Transistor OC 604 die Kennlinien $I_C = f(U_{BE})$ und die Kennlinie $_B = f(U_{BE})$. Die diesen Kennlinien zugrunde liegende Meßschaltung ist in Bild 7 dargestellt. Auf der I_C-Kennlinie liegen drei wichtige Punkte:

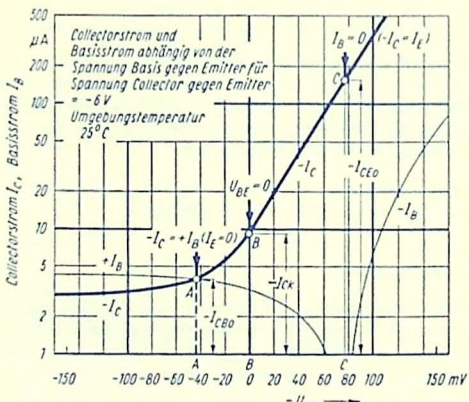


Bild 6

Punkt A: Bei der diesem Punkt zugeordneten (positiven) Spannung U_{BE} werden die Zahlenwerte des Collectorstromes I_C und des Basisstromes I_B entgegengesetzt gleich

und zwar gleich I_{CB0}, d. h. der Emitterstrom I_E wird Null, (Emitter-Eingangswiderstand unendlich). In Bild 6 ist der linke Ast der I_B-Kennlinie mit umgekehrtem Vorzeichen aufgetragen, damit sich der Punkt A als Schnittpunkt der beiden Kennlinien ergibt!

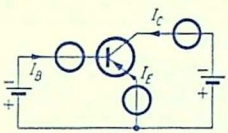


Bild 7

Punkt B: Dieser Punkt der I_C-Kennlinie wird für $U_{BE} = 0$ erreicht. Hierfür haben Basis und Emitter keine Spannung gegeneinander (gleiches Potential). Der dabei fließende Strom heißt I_{Ck}. (Keine Spannung zwischen zwei Punkten ist gleichbedeutend mit Kurzschluß dieser Punkte.)

Punkt C: Bei der zu diesem Punkt gehörenden (negativen) Spannung U_{BE} wird der Basisstrom I_B zu Null. Der Basis-Gleichstrom-Eingangswiderstand wird hier also unendlich. Der zugehörige Collectorstrom wird I_{CE0} genannt.

Die zu den drei Punkten A, B und C gehörenden Collector-Restströme

$$I_{CB0} \qquad I_{Ck} \qquad I_{CE0}$$

stellen für die Qualitätsbeurteilung des Transistors wichtige Größen dar. Sie sollen möglichst klein sein.

Die statischen Transistor-Kennwerte

Wegen der erwähnten Verkoppelung der beiden in Bild 1 rechts veranschaulichten Dioden wird die Sperrkennlinie der einen Diode durch die andere Diode beeinflußt und damit abhängig von dem in **Bild 8** eingetragenen Widerstand R_A

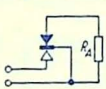


Bild 8

Die Sperrkennlinie der Collector-Diode untersucht man demgemäß für die Grenzfälle $R_A = 0$ und $R_A = \infty$. Zum Beurteilen der Emitter-Diode, die im normalen Betrieb in Durchlaßrichtung benutzt wird, genügt hingegen eine Kennlinie. Zum Untersuchen einer Diode empfiehlt es sich, deren Kennlinie zunächst zu oszillographieren und erst dann in einem Punkt oder in zwei Punkten mit Instrumenten nachzumessen.

Collector-Dioden-Sperrstrom I_{CB0} für offene Emitter-Diode

Man oszillographiert den Strom $I_{CB0} = f(U_{CB})$ für $R_A = \infty$ in der Schaltung nach **Bild 9.** Der darin eingetragene Vorwiderstand R_V muß den Strom durch die Sperrschicht im Durchbruchbereich auf einen ungefährlichen Wert begrenzen. Dieser Wert folgt aus der in den „Technischen Daten" genannten Transistor-Verlustleistung und der maxi-

malen Durchbruchspannung, die man hierzu mit etwa 100 V annimmt. Für die Typen OC 602/603/604 begrenzt man auf etwa 0,5 mA, wozu hier $R_V = 200\ k\Omega$ zu wählen ist. Im übrigen ist der durch den Sperrstrom an dem Widerstand R_V hervorgerufene Spannungsabfall von R_V abhängig. Da diese Spannung für die y-Ablenkung des Oszillographen verwendet wird, muß man R_V möglicherweise höher wählen, um eine brauchbare Auslenkung (etwa 100 µA cm) zu erhalten.

Zum genaueren Beurteilen der Collector-Diode mißt man den Sperrstrom gemäß **Bild 10** bei einer Spannung oder bei zwei Spannungen. Hierbei hält man sich vorteilhafterweise an die in den „Technischen Daten" genannten Werte. Liegen solche Werte nicht vor oder soll bei anderen Spannungen gemessen werden, so wähle man die Meß-Spannungen innerhalb des Sperrbereiches an Hand des Oszillogrammes.

Die Sperrstromwerte betragen für gute Transistoren einige µA. So wird für die Typen OC 602/603/604 für $U_{CB} = -6$ V angegeben: $|I_{CB0}| \leqq 10\ \mu A$.

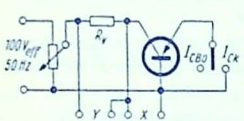


Bild 9

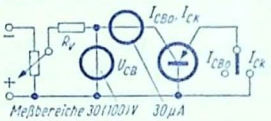


Bild 10

Collector-Dioden-Sperrstrom I_{Ck} für kurzgeschlossene Emitter-Diode

Die Sperrkennlinie $I_{Ck} = f(U_{CB})$ für $R_A = 0$ wird in der Schaltung nach Bild 9 bei geschlossenem Schalter oszillographiert. Die I_{Ck}-Durchbruchspannung kann niedriger sein als die I_{CB0}-Durchbruchspannung. Verantwortlich dafür sind Defektstellen die sich in den Sperrschichten gegenüberliegen.

Die statische Messung erfolgt analog der I_{CB0}-Messung nach **Bild 10**, aber bei geschlossenem Schalter.

Der Strom I_{Ck} hat wohl einen höheren Wert als der Strom I_{CB0}, ist aber von gleicher Größenordnung.

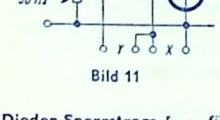


Bild 11

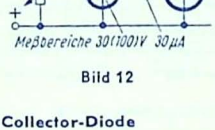


Bild 12

Emitter-Dioden-Sperrstrom I_{EB0} für offene Collector-Diode

Die Sperrkennlinie $I_{EB0} = f(U_{EB})$ für $R_A = \infty$ wird in der Schaltung nach **Bild 11** oszillographiert und für einen Punkt oder für zwei Punkte in der Schaltung nach **Bild 12** nachgemessen.

Reststrom der Collector-Emitter-Strecke bei offener Basis (I_{CE0})

Die zuvor beschriebenen Messungen genügen an sich zum Beurteilen der beiden Transistor-Sperrschichten. Da der Transistor aber meist in Emitterschaltung betrieben wird, ist es wichtig, auch den Reststrom zwischen Collector und Emitter bei offener Basis zu kennen.

Wie man aus Bild 6 sieht, übersteigt der Reststrom I_{CE0} jeden der Restströme I_{CB0} und I_{Ck} um 1 ... 2 Zehnerpotenzen. Da I_{CE0} außerdem über die beiden in Reihe liegenden Sperrschichten fließt, setzen wegen der höheren Stromdichte die Inhomogenitäten der Sperrschichten die Durchbruchspannung im allgemeinen wesentlich unter die für I_{CB0} bzw. I_{EB0} geltenden Werte herab.

Die Kennlinie $I_{CE0} = f(U_{CE})$ wird gemäß **Bild 13** oszillographiert. Für die statische Messung gilt **Bild 14**. Der Begrenzungswiderstand R_V und der Strommaßstab im Oszillogramm sind hier anders zu wählen als für die vorher beschriebenen Sperrschichtmessungen.

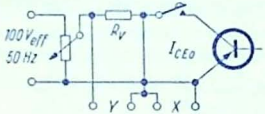


Bild 13

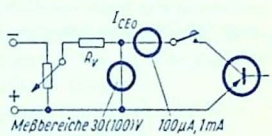


Bild 14

Bei den Transistortypen OC 602/603/604 beträgt der Strom I_{CE0} einige 100 µA. Demgemäß arbeitet man im Oszillogramm z. B. mit 500 µA/cm. R_V bemißt man für einen Grenzstrom von 1,5 mA. Da bei diesem Strom die Verlustleistung den Transistor schon nennenswert erwärmt, muß man die Messung kurzzeitig durchführen, um ein Fälschen der Meßwerte durch Erwärmung zu vermeiden (deshalb Tastschalter).

Universelle Meß-Schaltung

Vielfach kann man auf Oszillogramme verzichten und sich auf das Messen der Sperrströme I_{CB0}, I_{EB0}, I_{Ck} sowie I_{CE0} bei einer festen Spannung, und auf das Messen der entsprechenden Durchbruchspannungen beschränken. **Bild 15** zeigt eine Schaltung.

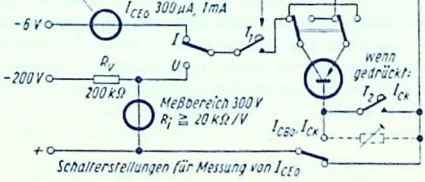


Bild 15

in der all diese Messungen durchgeführt werden können. Dabei müssen für das Messen des Stromes I_{CB0} die Anschlüsse für Emitter und Collector mit doppelpoligem Umschalter vertauscht werden. Die Taste T_1 darf insbesondere beim Messen von I_{CE0} und beim Bestimmen der Durchbruchspannungen nur so lange gedrückt werden, wie das zum Ablesen des Instrumentes unbedingt notwendig ist. Andernfalls gelangt man zu falschen Meßergebnissen, da sich bei längerer Dauer des Stromdurchganges die Sperrschicht unzulässig erwärmt.

Der Sonderfall des Drifttransistors

Der Dotierungsgrad der Basiszone des Drifttransistors ist an der Emitterseite sehr hoch und nimmt gegen den Collector zu stark ab. Auf Grund dessen ergibt sich im Basisbereich ein Spannungsgefälle, das die aus der Emitter-Sperrschicht injizierten Ladungsträger nach der Collectorsperrschicht hin beschleunigt. Das Beschleunigen hat eine Erhöhung der oberen Grenzfrequenzen des Transistors zur Folge. Außerdem aber bewirkt es im Durchbruchbereich eine Trägervervielfachung, womit der differentielle Widerstand negativ ausfällt **(Bild 16)**. Diese Trägervervielfachung ist durch äußere Schaltmittel nicht beeinflußbar.

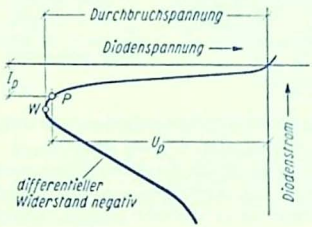


Bild 16

Da der Stromwert zum Kennlinien-Umkehrpunkt (Punkt W in Bild 16) unter 1 mA liegen kann, sind die vorstehend beschriebenen Methoden zum Bestimmen der Sperrspannung auf Drifttransistoren nicht anwendbar. Es empfiehlt sich, beim Prüfen von Drifttransistoren auf das Messen der Sperrspannungen zu verzichten und nur die Rückströme bei den in den „Technischen Daten" angegebenen Testpunkten zu bestimmen.

Sollen die Sperrspannungen dennoch ermittelt werden, so mißt man die Sperrspannung zunächst oszillographisch in einer der in den Bildern 9, 11 oder 13 angegebenen Schaltungen, indem man die Spannung, mit Null beginnend, langsam so weit steigert, bis die Kennlinie gerade abzusinken beginnt, also bis zum Punkt P in Bild 16. Die dazugehörende Spannung U_P ist dann die gesuchte Sperrspannung. Ist diese Messung zu ungenau, so kann man anschließend die Sperrspannung in der Schaltung nach Bild 15 bestimmen, wozu man an Hand der oszillographischen Messung den Strombegrenzungswiderstand R_V so wählt:

$$R_V = \frac{200\ \text{V} - U_P}{I_P} \quad (U_P \text{ und } I_P \text{ siehe Bild 16}).$$

Stabilisieren des Collector-Ruhestromes von Transistor-Anfangsstufen

Transistoren zeigen auf Grund ihrer Halbleiternatur, neben fertigungsbedingten Exemplarstreuungen, Temperaturabhängigkeit ihrer elektrischen Eigenschaften. Dabei kann der Collectorstrom bei wachsender Temperatur so weit steigen, daß sich die Verstärkung unzulässig ändert, daß Verzerrungen auftreten oder daß der Transistor thermisch überlastet wird. Eine auch nur kurzzeitige Überlastung schadet dem Transistor bzw. zerstört ihn.

Beim Entwerfen von Transistorschaltungen muß also darauf geachtet werden, daß der Collectorstrom in dem jeweils gegebenen Temperaturbereich keine unzulässig hohen Werte annimmt. Das Stabilisieren gegenüber den Einflüssen von Temperaturschwankungen setzt auch Auswirkungen der Exemplarstreuungen herab.

Für bewährte Stabilisierungsschaltungen werden nachstehend Dimensionierungsangaben gemacht.

Da hier Anfangsstufen allein behandelt werden, wofür die Verlustleistung weit unter dem in den „Technischen Daten" angegebenen Grenzwert liegt, kann die Eigenerwärmung des Transistors außer acht bleiben.

Bild 1 zeigt die positiven Zählrichtungen für die Spannungen und Ströme.

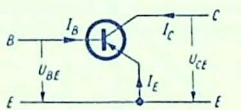


Bild 1

Exemplarstreuungen

Exemplarstreuungen unterliegen im wesentlichen

der Stromverstärkungsfaktor für Emitterschaltung $\beta = \frac{dI_C}{dI_B}$ und

der Collector-Reststrom I_{CB0} — gemessen bei nicht angeschlossenem Emitter (**Bild 2**).

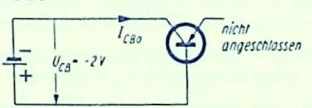


Bild 2

Mit $\beta \gg 1$ und $I_C \gg I_{CB0}$ gilt für den Basisstrom I_B zu gleichgehaltenem Collectorstrom I_C:

$$I_B \approx \frac{I_C - I_{CB0}}{\beta} - I_{CB0} \approx \frac{I_C}{\beta} - I_{CB0}$$

Daraus folgen erhebliche Einflüsse der Exemplarstreuungen von β und I_{CB0} auf I_B

Beispiele: Zu $I_C = -500\ \mu A$ gehört mit $\beta = 20$ und $I_{CB0} = -6\ \mu A$ der Basisstrom $I_B \approx -20\ \mu A$ bzw. mit $\beta = 100$ und $I_{CB0} = -10\ \mu A$ der Basisstrom $I_B \approx +5\ \mu A$.

Also kann auch das Vorzeichen des Basisstromes bei gleichem Collectorstrom verschieden ausfallen.

Temperaturabhängigkeiten und Temperaturdurchgriff, Temperaturen

Mit wachsender Sperrschicht-Temperatur t_j steigen bei konstantem Wert der Collectorgleichspannung U_{CE} an:

der Betrag des Collector-Reststromes $|I_{CB0}|$ (**Bild 3**, gültig für OC 602, OC 603, OC 604), gemessen bei nicht angeschlossenem Emitter (Bild 2) und

der Betrag des Collectorstromes $|I_C|$ bei gleichbleibender Basis-Emitter-Spannung U_{BE}

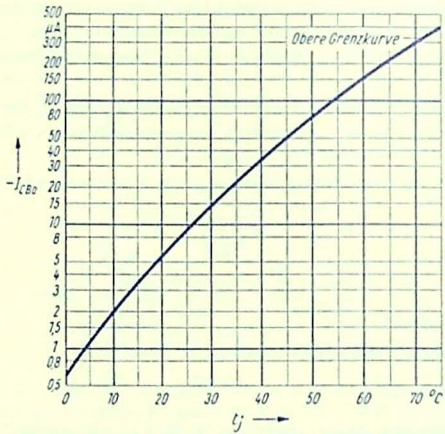


Bild 3

Um das Anwachsen des Collectorstromes mit steigender Umgebungstemperatur zu verhindern, muß dafür der Betrag der Spannung U_{BE} vermindert werden.

Für diesbezügliche Rechnungen verwendet man im allgemeinen den Temperaturdurchgriff D_T. Dieser stellt den Wert dar, um den der Betrag der Spannung U_{BE} je °C Temperaturanstieg zu senken ist, damit der Collectorstrom konstant bleibt.

Der Temperaturdurchgriff darf für einen gegebenen Wert von I_C als konstant angesehen werden (**Bild 4**), falls auch bei höchster Sperrschichttemperatur immer noch $I_C \geqq 5 \cdot I_{CB0}$ Dann ist $I_C \approx I_E$

Folgende Temperaturen kommen hier in Betracht:

t_{amb} Umgebungs-Lufttemperatur für den Transistor in °C
t_j Sperrschichttemperatur (Junction-Temperatur) in °C

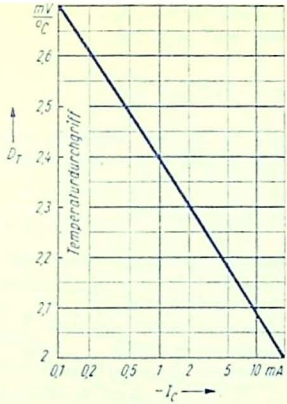


Bild 4

Stabilisieren durch Emitterwiderstand bei fester Spannung U_{BM}

Üblicherweise gilt $I_B \ll I_C$ und deshalb $I_C \approx I_E$. Dies gibt die Möglichkeit, für A-Betrieb (d. h. für Betrieb mit konstantem Collectorstrom-Mittelwert I_C) die temperaturabhängigen

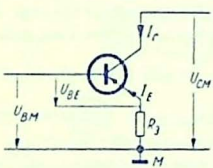


Bild 5

Änderungen von I_C in gewünschten Grenzen zu halten. Das geschieht mit einem von I_E durchflossenen Widerstand (R_3 in **Bild 5**) in der Emitterzuleitung. Hierbei ist:

$$|I_E| = \frac{|U_{BM}| - |U_{BE}|}{R_3}$$

Also gilt für $U_{BM} = \text{const}$ das Folgende:

$$|\Delta I_E| = \frac{|\Delta U_{BE}|}{R_3}$$

Für einen Umgebungs-Temperaturbereich Δt_{amb} ergibt sich mit dem Temperaturdurchgriff (Bild 4):

$$|\Delta U_{BE}| = D_T \cdot |\Delta t_{amb}| \quad \text{also} \quad |\Delta I_E| = \left| \frac{D_T}{R_3} \cdot \Delta t_{amb} \right|$$

Zu den gegebenen Werten von Δt_{amb} und ΔI_E (im jeweiligen Fall als höchstzulässig

anzunehmende Emitterstromänderung) kann man mit dem Temperaturdurchgriff D_T (Bild 4) den Wert des Widerstandes R_3 ermitteln.

$$R_3 \approx D_T \cdot \frac{|\Delta t_{amb}|}{|\Delta I_E|}$$

$|\Delta I_C|$ ist stets größer als $|\Delta I_E|$, da die Collectorstromänderung als Summe aus der Emitterstromänderung und der im gleichen Sinn erfolgenden Collector-Reststrom-Änderung gegeben ist.

$$|I_C| \approx |I_E| + |I_{C\,B0}| \quad \text{oder} \quad |\Delta I_C| \approx |\Delta I_E| + |\Delta I_{C\,B0}|$$

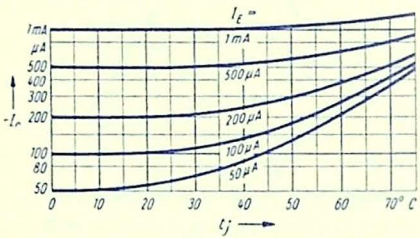


Bild 6

Bild 6 zeigt hierzu unter Verwendung von Bild 3, wie der Collectorstrom für konstanten Emitterstrom von der Sperrschichttemperatur abhängt. Man erkennt, daß der Einfluß des Collector-Basis-Reststromes bei hohen Collectorströmen weniger ins Gewicht fällt als bei niedrigen Collectorströmen. Kleine relative Collectorstromänderungen $\frac{\Delta I_C}{I_C}$ erfordern also einerseits $I_C \gg I_{C\,B0\,max}$ für höchste Sperrschichttemperatur (Bild 3) und anderseits einen niedrigen Innenwiderstand der Quelle für die Spannung U_{BM}. Die zweite Forderung ist vor allem dann zu beachten, wenn über die Basis ein verhältnismäßig hoher Strom ($|I_B| = |I_C| - |I_E|$) fließt (siehe Bild 6 bei hohen Sperrschichttemperaturen). Ein geringer Innenwiderstand für die Quelle der Basisvorspannung ist z. B. in einer Schaltung gemäß **Bild 7** gegeben.

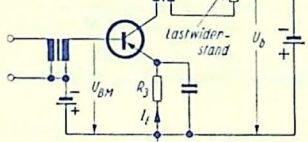


Bild 7

Der darin enthaltene Widerstand R_3 spielt für den Transistor eine ähnliche Rolle wie der

Kathodenwiderstand für die Elektronenröhre. Dieser Widerstand wird gegebenenfalls zum Vermeiden von Signal-Gegenkopplungen durch einen Kondensator überbrückt (siehe z. B. Bild 9 oder Bild 10).

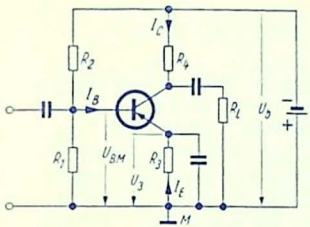


Bild 8

Stabilisieren durch Emitterwiderstand und Spannungsteiler für U_{BM} mit nicht vernachlässigbarem Innenwiderstand

In den Schaltungen nach Bild 8 ... 10 darf der Innenwiderstand der Spannungsquelle für U_{BM} nicht vernachlässigt werden. Auf Grund dieses Innenwiderstandes ergeben sich höhere Werte für die Emitterstromänderungen und damit auch für die Collectorstromänderungen.

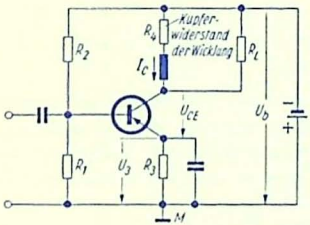


Bild 9

Die nachfolgenden Rechnungen beziehen sich auf das Bestimmen der Werte der Spannungsteiler-Teilwiderstände R_1 und R_2. Dabei wird die Spannung $I_E \cdot R_3$ angenommen und für eine eben noch als zulässig **vorausgesetzte** Änderung des Emitterstromes oder der Collectorspannung der höchstzulässige Innenwiderstand für die Quelle der Spannung U_{BM} ermittelt. Aus diesem Innenwiderstand folgen die Werte für R_1 und R_2

Die temperaturabhängige Collectorspannungs-Änderung ergibt sich so:

Mit wachsender Temperatur steigt der Collectorstrom des Transistors an. Dieser Strom durchfließt die zwischen den Betriebsspannungs-Anschlußpunkten und der Collector—Emitter-Strecke des Transistors liegenden Gleichstromwiderstände R_3 und R_4. Folglich sinkt der Betrag der Collectorspannung U_{CE}, wenn die Temperatur höher wird.

Ausnutzen der Gleichspannungsänderung an R_4 zum zusätzlichen Stabilisieren

In den Bildern 8 und 9 liegt der Spannungsteiler, von dem U_{BM} abgegriffen wird, an der Speisespannung U_b. Damit hat die zu U_{BM} gehörende Leerlaufspannung $U_{BM\,0}$ einen festen Wert. Die tatsächlich auftretende Spannung U_{BM} hängt, je nachdem wie groß der Widerstand des Spannungsteilers ist, mehr oder weniger vom jeweiligen Basisstromwert ab.

In Bild 10 ist das obere Ende des Spannungsteilers hingegen an den Collector angeschlossen. Demgemäß geht mit der Spannung $|U_{CM}|$ auch der Betrag der am Spannungsteiler für U_{BM} abgegriffenen Leerlaufspannung $U_{BM\,0}$ zurück, wenn der Betrag von U_{CE} mit wachsender Temperatur absinkt. Damit ändert sich die Spannung U_{BM} zusätzlich in dem Sinn, daß dies der temperaturabhängigen Änderung des Collectorstromes entgegenwirkt. Das vermindert ebenfalls ein Anwachsen des Collectorstromes und verbessert so die Stabilisierung. Dieser Vorteil kommt jedoch erst zur Geltung, wenn die Gleichspannung an R_4 wenigstens gleich einem Fünftel der Speisespannung U_b ist.

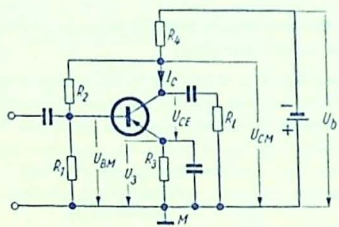


Bild 10

Dimensionierungsanweisungen für Transistor-Anfangsstufen gemäß Bild 7 ... 9

Für sämtliche Größen sind in den folgenden Gleichungen nur die Zahlenwert-Beträge einzusetzen. Vorzeichenfehler werden dadurch leichter vermieden.

Das gewählte Beispiel bezieht sich auf eine rauscharme NF-Vorstufe mit OC 603 in einer Schaltung entsprechend Bild 8.

Gegebene und angenommene Werte

$t_{amb\,n}$ niedrigste Umgebungstemperatur = 0 °C
$t_{amb\,h}$ höchste Umgebungstemperatur = 50 °C

Die zu diesen Temperaturen geltenden Werte sind im Folgenden an den Formelzeichen durch die (gegebenenfalls zusätzlichen) Indizes n und h gekennzeichnet.

U_b Speisespannung der Stufe = 4 V
U_{EM} mit Berücksichtigung der Exemplarstreuung von U_{BE} im Betrag von etwa 50 mV zu I_E = const.:

$$U_{EM} = I_E \cdot R_3 \approx (5 \ldots 10) \cdot D_T \cdot [(t_{amb\,h} - t_{amb\,n}) + 50\,\text{mV}]$$

$$\approx 13 (t_{amb\,h} - t_{amb\,n}) \frac{\text{mV}}{\text{°C}} + 250\,\text{mV} \approx 1\,\text{V}$$

I_{En}	Günstigster Wert für rauscharme NF-Vorstufen mit OC 603 (vergl. TELEFUNKEN-Röhren- und Halbleiter-Mitteilung für die Industrie 570927)	=	0,2 mA
U_{CEn}	Collectorspannung, vorerst angenommener Wert U_{CEn} soll bei rauscharmen Vorstufen < 6 V sein	≈	1,5 V
U_{CEh}	Man wählt sie zum Vermeiden von Verstärkungsänderungen größer als die Restspannung (etwa 0,3 V) des Transistors	=	0,5 V
D_T	Temperaturdurchgriff zu $I_{En} \approx I_{Cn}$ (Bild 3)	=	2,6 mV/°C
β_{max}	höchster Stromverstärkungsfaktor, hier zugrunde gelegt	=	100
β_{min}	niedrigster Stromverstärkungsfaktor, hier zugrunde gelegt	=	20
U_{BE}	zu I_{En} und damit zu I_{Cn}. Es kann hier der bei Zimmertemperatur gemessene Wert von U_{BE} eingesetzt werden	≈	100 mV

Hiermit erhält man

R_3	$= \dfrac{U_3}{I_{En}} = \dfrac{1\text{ V}}{0{,}2\text{ mA}} = 5\text{ k}\Omega$, nächster Normwert	=	4,7 kΩ
U_3	$= R_3 \cdot I_{En} = 4{,}7\text{ k}\Omega \cdot 0{,}2\text{ mA} = 0{,}94\text{ V}$	≈	1 V
R_1	$= \dfrac{U_b - U_{CEn} - U_3}{I_{En}} = 7{,}5\text{ k}\Omega$, nächster Normwert:	=	6,8 kΩ
U_{CEn}	$= U_b - I_{En}(R_3 + R_1)$ gegenüber Annahme (1,5 V) korrigiert	=	1,7 V
ΔU_{CE}	$= U_{CEn} - U_{CEh}$	=	1,2 V
$t_j - t_{amb}$	= Sperrschicht-Übertemperatur $t_j - t_{amb} = \dfrac{U_{CEn} \cdot I_{Cn}}{P_{v\,max}} \cdot (t_{j\,max} - t_{amb\,0})$	=	0,2 °C
t_{jh}	$= t_{amb\,h} + 0{,}2$ °C	≈	50,2 °C
t_{jn}	$= t_{amb\,n} + 0{,}2$ °C	≈	0,2 °C
$I_{CB0\,h}$	für t_{jh} aus Bild 3	≦	80 µA
$I_{CB0\,n}$	für t_{jn} aus Bild 3	≈	1 µA
ΔI_{CE0}	$= I_{CB0\,h} - I_{CB0\,n} \leqq 79$ µA	≈	80 µA
I_{Eh}	$= I_{En} + \dfrac{\Delta U_{CE} - R_1 \cdot \Delta I_{CB0}}{R_3 + R_1}$	=	0,257 mA
ΔI_E	$= I_{Eh} - I_{En}$	=	0,057 mA
ΔI_B	$= \Delta I_{CB0} + \dfrac{I_{En}}{\beta_{min}} - \dfrac{I_{Eh}}{\beta_{max}}$	=	87 µA
ΔU_{BE}	$= D_T (t_{amb\,h} - t_{amb\,n}) + 50$ mV	=	180 mV

R_i Innenwiderstand des Basisspannungsteilers für die Spannung U_{BM}

$$R_i = \frac{R_3 \cdot \Delta I_E - \Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \approx 1\ \text{k}\Omega$$

I_B Basisstrom eines Mittelwerttransistors mit einem Mittelwert für β, nämlich $\sqrt{\beta_{max} \cdot \beta_{min}} \approx 45$

$$I_B = \frac{I_{En}}{\beta} - I_{CB0\,n} \approx 4\ \mu\text{A}$$

Der Zahlenwert des Basisstromes ist mit dem sich hieraus ergebenden Vorzeichen in die folgende Gleichung einzusetzen.

a Hilfszahl für weitere Rechnungen

$$a = \frac{U_3 + U_{BE} + I_B \cdot R_i}{U_b} = 0{,}275$$

$$R_1 = \frac{R_i}{1 - a} = 1{,}4\ \text{k}\Omega, \text{ nächster Normwert} = 1{,}5\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{1 - a}{a} \approx 4\ \text{k}\Omega, \text{ nächster Normwert} = 3{,}9\ \text{k}\Omega$$

Rauscharme Vorstufen sollten mit einer Signalquelle betrieben werden, deren Innenwiderstand zwischen 200 Ω und 1,5 kΩ liegt.

Bild 11 zeigt eine Möglichkeit, die Schaltung an die Signalquelle (Urspannung u_{s0}, Innenwiderstand R_{Gen}) anzuschließen. Um den größtmöglichen Rauschabstand zu erzielen, ist jedoch eine Schaltung entsprechend **Bild 12** zu wählen. Eine Drossel, an deren Stelle auch die Sekundärwicklung eines Eingangsübertragers liegen kann, verhindert die Belastung der Signalquelle durch den niederohmigen Spannungsteiler.

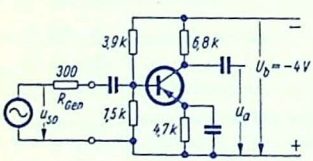


Bild 11

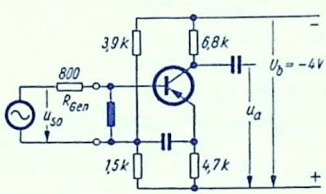


Bild 12

Für die Spannungsteilerwiderstände R_1 und R_2 ergeben sich um so höhere Werte je größer U_3 und ΔU_{CE} bzw. ΔI_E gewählt werden und je niedriger $t_{amb\,h}$ ist.

Stabilisieren des Collector-Ruhestromes von Nf-Treiberstufen

Nf-Treiberstufen liefern die Steuerleistung für Endstufen. Dabei kommen für die Treiberstufe stets A-Betrieb und für die Endstufe meistens B-Betrieb in Frage. Der Transistor der Treiberstufe wird häufig so betrieben, daß seine Verlustleistung an den dafür geltenden Grenzwert herankommt. Das I_C/U_{CE}-Kennlinienfeld wird, wie bei A-Endstufen, längs der Widerstandsgeraden nahezu vollständig durchgesteuert.

Das Endziel der Berechnungen ist auch hier das Ermitteln der Teilwiderstände des Spannungsteilers, an dem die Gleichspannung Basis gegen Plusleitung abgegriffen wird. Siehe hierzu „Stabilisieren des Collector-Ruhestromes von Transistor-Anfangsstufen" (Seite 205).

Wärmewiderstände, Sperrschicht- und Umgebungstemperatur

Für Berechnungen, die die Erwärmung der Transistoren betreffen, ist zunächst einmal die im Transistor in Wärme umgesetzte Gesamt-Verlustleistung $P_v = P_{C+E}$ wesentlich. Meistens genügt es, hierfür die Collectorverlustleistung P_C allein zu berücksichtigen. Deren höchster betriebsmäßiger Wert ist z. B. für A-Betrieb gegeben als Produkt aus

I_C Collector-Ruhestrom und
U_{CE} Gleichspannung Collector gegen Emitter.

Die Wärmewiderstände, über die die im Transistor entstehende Wärme an die Umgebung abgegeben wird, sind:

$R_{i\,therm}$ Wärme-Innenwiderstand des Transistors (siehe „Technische Daten"), also Sperrschicht-Übertemperatur gegenüber dem Gehäuse bzw. der Kühlfahne des Transistors in °C je Einheit (W oder mW) der Gesamtverlustleistung P_v, die im Transistor in Wärme umgesetzt wird.

$R_{a\,therm}$ Wärme-Außenwiderstand des Transistors, d. h. thermischer Widerstand der Transistorkühlfläche, also Oberflächenübertemperatur des Gehäuses bzw. der Kühlfahne des Transistors gegenüber der Umgebung je Einheit (W oder mW) der Gesamtverlustleistung P_v im Transistor.

t_{amb} Umgebungs-Lufttemperatur für den Transistor in °C

t_j Sperrschichttemperatur (Junction-Temperatur) in °C

Der Zusammenhang zwischen

t_j und t_{amb} sowie $P_v \approx U_{CE} \cdot I_C$ und $(R_{i\,therm} + R_{a\,therm})$ lautet:

$$t_j = t_{amb} + U_{CE} \cdot I_C \cdot (R_{i\,therm} + R_{a\,therm})$$

Der thermische Gesamtwiderstand $(R_{i\,therm} + R_{a\,therm})$ wird auf verschiedene Weise berechnet:

1. Wenn die Kühlung des Transistors (also sein $R_{a\,therm}$) von der Montage stark abhängt, wie das für Leistungstransistoren meistens zutrifft, entnimmt man $R_{i\,therm}$ aus den „Technischen Daten" und ermittelt $R_{a\,therm}$ aus

$$R_{a\,therm} \approx \frac{1}{\sigma \cdot A}$$ worin:

A wärmeabgebende Oberfläche in cm^2

σ deren Wärmeabgabewert (Wärmeaustauschkonstante) $\approx 1{,}5 \cdot 10^{-3} \frac{W}{°C \cdot cm^2}$

Beispiel: AC 105 oder AC 106 mit $R_{i\,therm} \leq 75$ °C/W; $A = 40$ cm²

$$R_{a\,therm} = \frac{1}{1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 40} \text{ °C/W} \approx 17 \text{ °C/W}$$

und hiermit für $U_{CE} = -6$ V, $I_C = -20$ mA, $t_{amb} = 50$ °C

$$t_j = 50\,°C + (-6) \cdot (-20 \cdot 10^{-3}) \cdot (75 + 17)\,°C = 61\,°C$$

2. Wenn die Kühlung durch Wärmeabgabe des Transistors an die ihn umgebende Luft erfolgt, entnimmt man den „Technischen Daten" die für diese Kühlung geltende höchstzulässige Verlustleistung $P_{v\,max}$ und die hierzu geltenden Werte von t_{amb0} (meistens 45 °C vorausgesetzt) und von $t_{j\,max}$ (meistens 75 °C als höchstzulässig). Mit diesen Werten rechnet man so:

$$R_{i\,therm} + R_{a\,therm} = \frac{t_{j\,max} - t_{amb0}}{P_{v\,max}}$$

Bei Kenntnis zusammengehörender Werte $t_{j\,max}$, t_{amb0} und $P_{v\,max}$ ergibt sich t_j für t_{amb} mit $P_v \approx U_{CE} \cdot I_C$ demgemäß so:

$$t_j = t_{amb} + \frac{U_{CE} \cdot I_C}{P_{v\,max}} \cdot (t_{j\,max} - t_{amb0})$$

Beispiel: gegeben: OC 604 mit $P_{v\,max} = 50$ mW zu $t_{amb0} = 45$ °C und $t_{j\,max} = 75$ °C

Gesucht: t_j für $U_{CE} = -4{,}5$ V, $I_C = -2$ mA und $t_{amb} = 50$ °C:

$$t_j = 50\,°C + \frac{9\text{ mW}}{50\text{ mW}} \cdot (75\,°C - 45\,°C) = 55{,}4\,°C$$

Verlustleistung und Temperatur

Der Collectorstrom steigt in sämtlichen Schaltungen (**Bilder 1 ... 3**) mit der Temperatur an. Wegen der damit Hand in Hand gehenden Zunahme der auf R_3 und R_1 entfallenden Teilspannungen sinkt mit wachsender Temperatur die Collectorspannung ab. Demgemäß erreicht man bei einer dafür geeigneten Bemessung der Widerstandswerte von R_3 und R_1 einen von der Collectorstromänderung ziemlich unabhängigen Wert der Transistor-Verlustleistung. Hierzu muß die Collector-Gleichspannung U_{CE} bei der tiefsten in Betracht kommenden Umgebungstemperatur etwas mehr als die Hälfte der Speisespannung U_b betragen.

Bild 4 zeigt, wie die Transistor-Verlustleistung von dem Verhältnis $U_{CE} : U_b$ abhängt. Zum Normieren der Darstellung wurde statt P_v das Verhältnis $P_v : P_{vM}$ aufgetragen, wobei P_{vM} zu $U_{CE} = 0{,}5 \cdot U_b$ gehört.

Wir setzen bei den nachfolgenden Berechnungen für alle Schaltungen voraus, daß die Transistor-Verlustleistung bei Temperaturerhöhung nicht mehr als 10 % zunimmt bzw. nur abnimmt.

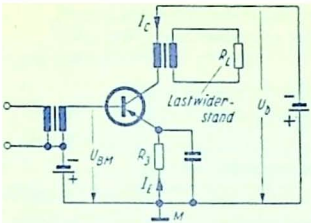


Bild 1

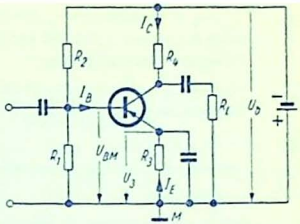


Bild 2

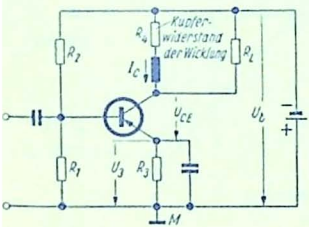


Bild 3

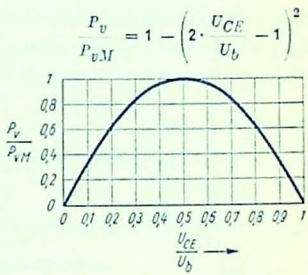


Bild 4

Mit einer höchstens 10%igen Zunahme der Verlustleistung ist zu rechnen, wenn

$$\frac{U_{CE}}{U_b} = 0{,}5 \pm 0{,}5 \sqrt{1 - 0{,}9} \approx 0{,}66 \quad \text{d. h.} \quad U_{CE} \approx \frac{2}{3} U_b$$

Bemessungsanweisung für Schaltungen nach Bild 1 ... 3

Die folgend gegebene Bemessungsanweisung bezieht sich allein auf das Stabilisierungsproblem. Unterlagen zum Bemessen der Schaltungen hinsichtlich Verstärkung des Signals finden sich im TELEFUNKEN-Laborbuch Band I Seite 357.

Das nachstehend zugrunde gelegte Beispiel betrifft eine Treiberstufe mit AC 106, die zum Aussteuern zweier OD 603 in Gegentakt-B-Betrieb gedacht ist. Die Schaltung der Treiberstufe zeigt Bild 3. Die Bezeichnungsweise ist die gleiche wie bei den Anfangsstufen. Es wird hier mit den Beträgen der Ströme und Spannungen gerechnet.

Gegebene und angenommene Werte (für AC 106)

$t_{amb\,n}$ $= 0\,°C$ $t_{amb\,h} = 50\,°C$ $U_b = 6\,V$ $U_{EM\,n} \approx 1{,}5\,V$

U_4 Gleichspannung am Kupferwiderstand R_4 der Primärwicklung, wie üblich $\approx 0{,}1 \cdot U_b$ $\approx$ 1 V

$U_{CE\,n}$ $= U_b - U_{EM\,n} - U_4$ $\approx$ 3,5 V

$I_{E\,n}$	$\approx I_{C\,n}$ = Collectorstrom, der aus dem Spitzenwert des Basisstromes der beiden OD 603 und dem Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators folgt	$\approx$ 60 mA
ΔI_E	als zulässig angenommene Emitter- (und damit auch Collector-) Stromänderung zwischen $t_{amb\,n}$ und $t_{amb\,h}$	$<$ 10 mA
$I_{E\,h}$	$= I_{E\,n} + \Delta I_E$	$\leqq$ 70 mA
$U_{CE\,h}$	interessiert in der hier behandelten Schaltung nicht.	
D_T zu $I_{E\,n}$	(Meßwert)	$\approx$ 1,9 mV/°C
$R_{i\,therm}$	Wärme-Innenwiderstand aus „Technischen Daten"	$\leqq$ 75 °C/W
σ	Wärmeabgabewert aus „Technischen Daten"	$\approx 1{,}5 \cdot 10^{-3}$ W/(°C · cm²)
β_{min}	Mindest-Stromverstärkungsfaktor aus „Technischen Daten"	= 40
β_{max}	Höchst-Stromverstärkungsfaktor aus „Technischen Daten"	= 150
U_{BE}	zu $I_{E\,n}$ aus Kennlinienbild (25 °C)	$\approx$ 200 mV

Hiermit erhält man

R_3	$\approx U_3 : I_{E\,n} = 25\ \Omega$, nächster Normwert	= 22 Ω
U_3	$= R_3 \cdot I_{E\,n}$	= 1,32 V
R_4	$\approx \dfrac{U_4}{I_{E\,n}} = 17\ \Omega$; gemessener Kupferwiderstand der Primärwicklung	= 15 Ω
$U_{CE\,n}$	$= U_b - I_{E\,n} \cdot (R_3 + R_4)$	= 3,8 V
$U_{CE\,n} : U_b$		= 0,64
$P_{v\,n}$	$= U_{CE\,n} \cdot I_{E\,n}$	= 230 mW
$P_{v\,M}$	in der Schaltung bei 6 V-Betrieb größtmöglicher Wert der Transistor-Verlustleistung	
$\dfrac{P_{v\,n}}{P_{v\,M}}$	aus Bild 4 zu $\dfrac{U_{CEn}}{U_b}$	$\approx$ 0,93
$P_{v\,M}$	$= P_{v\,n} : 0{,}93$	$\approx$ 250 mV

Der folgenden Berechnung der Kühlflächengröße legt man $P_{v\,M}$ zugrunde.

$R_{a\,therm}$	höchstzulässiger Wärmewiderstand der Kühlfläche $R_{a\,therm} = \dfrac{t_{j\,max} - t_{amb\,h}}{P_{v\,M}} - R_{i\,therm}$	$\approx$ 25 °C/W
A	Mindestwert der Kühlflächengröße $A \approx \dfrac{1}{\sigma \cdot R_{a\,therm}}$	$\approx$ 27 cm²
$t_j - t_{amb}$	Sperrschicht-Übertemperatur (gültig sowohl für $t_{amb\,n}$ wie für $t_{amb\,h}$) $t_j - t_{amb} = P_{v\,n} \cdot (R_{i\,therm} + R_{a\,therm})$	$\approx$ 23 °C

$t_{j\,h}$ $= t_{amb\,h} + (t_j - t_{amb})$ ≈ 73 °C

$t_{j\,n}$ $= t_{amb\,n} + (t_j - t_{amb})$ ≈ 23 °C

$I_{CB0\,h}$ kann dem Bild 5 entnommen werden.

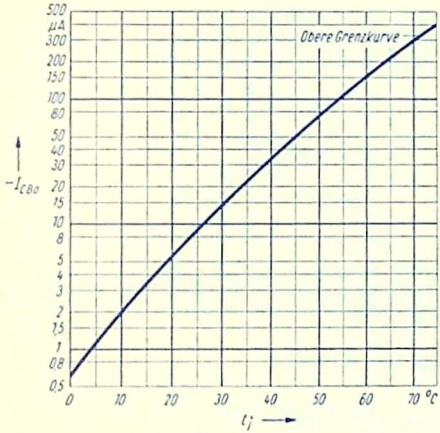


Bild 5

$I_{CB0\,h}$ für $t_{j\,h}$ ≈ 400 µA

$I_{CB0\,n}$ für $t_{j\,n}$ ≈ 8 µA

ΔI_{CB0} ≈ 400 µA

$\Delta I_B = \Delta I_{CB0} + \dfrac{I_{E\,n}}{\beta_{min}} - \dfrac{I_{E\,h}}{\beta_{max}}$ ≈ 1,5 mA

$\Delta U_{BE} = D_T \cdot (t_{amb\,h} - t_{amb\,n}) + 50\ \text{mV}$ = 145 mV

$R_t = \dfrac{R_3 \cdot \Delta I_E - \Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$ = 50 Ω

I_B Basisstrom eines Mittelwerttransistors mit $\beta = \sqrt{\beta_{max} \cdot \beta_{min}}$

$I_B = \dfrac{I_{E\,n}}{\beta} - I_{CB0\,n}$ ≈ 0,8 mA

$a = \dfrac{U_3 + U_{BE} + I_B \cdot R_t}{U_b}$ ≈ 0,26

$R_1 = \dfrac{R_t}{1 - a} = 68\ \Omega$, nächster Normwert = 68 Ω

$R_2 = R_1 \cdot \dfrac{1 - a}{a} = 140\ \Omega$, nächster Normwert = 150 Ω

Stabilisieren des Collector-Ruhestromes von Transistor-Endstufen für A-Betrieb

Das Folgende bezieht sich auf eine Transistor-Endstufe für A-Betrieb, an deren vorgegebenen ohmschen Lastwiderstand R_4 (Bild 1) bei einer ebenfalls vorgegebenen Speisespannung U_b eine möglichst große Leistung abgegeben werden soll. R_4 kann z. B. der ohmsche Widerstand einer Lautsprechertriebspule sein.

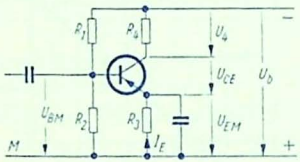


Bild 1

Berechnet werden die Teilwiderstände R_1 und R_2 des Spannungsteilers, an dem die Gleichspannung U_{BM} abgegriffen wird. Siehe hierzu die beiden vorangehenden Beiträge (Seite 205 und Seite 213).

Gegebene und angenommene Werte

Transistor AC 105

$t_{amb\,n} = 0\,°C$; $t_{amb\,h} = 50\,°C$; $U_b = 6\,V$; $U_{EM\,n} \approx 1\,V$

R_4 gegeben $= 40\ \Omega$

$\frac{U_{CE\,h}}{U_{CE\,n}} = 0{,}8$ zum Vermeiden einer größeren Leistungsabnahme bei Temperaturanstieg so gewählt.

Um eine möglichst große Ausgangsleistung verzerrungsarm zu erhalten, muß sein

U_4 an $R_4 = 0{,}5 \cdot (U_b - U_{EM\,n} - U_{CE\,rest}) = 2{,}25\ V$

$U_{CE\,rest}$ = Collector-Restspannung des Transistors bei $2 \cdot I_{C\,n}$ hier zunächst mit etwa 0,5 V angenommen. Gegebenenfalls Korrektur bei Kenntnis des $I_{C\,n}$-Wertes.

$I_{C\,n} \approx I_{E\,n} = \frac{U_4}{R_4} = 56\ mA$

Ferner sind gegeben:

D_T	zu $I_{E\,n}$ durch Messung ermittelt	=	1,9 mV/°C
$R_{i\,therm}$	aus den „Technischen Daten"	≦	75 °C/W
σ	Wärmeabgabewert aus den „Technischen Daten"	≈	$1{,}5 \cdot 10^{-3}$ $\frac{W}{°C/cm^2}$
β_{min}	aus den „Technischen Daten"		25
β_{max}	aus den „Technischen Daten"		50
U_{BE}	für $I_{E\,n}$ (aus dem Kennlinienfeld zu 25 °C)	≈	200 mV

Damit erhält man

$R_3 \approx \frac{U_{EM\,n}}{I_{E\,n}} = 18\ \Omega$, nächster Normwert $= 18\ \Omega$

$U_{EM\,n} = R_3 \cdot I_{E\,n}$ $= 1\ \text{V}$

$U_{CE\,n} = U_b - I_{E\,n} \cdot (R_3 + R_4)$ $= 2{,}75\ \text{V}$

$U_{CE\,h} = 0{,}8 \cdot U_{CE\,n}$ $= 2{,}2\ \text{V}$

ΔU_{CE} $= 0{,}55\ \text{V}$

$\frac{U_{CE\,n}}{U_b}$ $= 0{,}46$

$\frac{U_{CE\,h}}{U_b}$ $= 0{,}37$

Hiermit folgt aus **Bild 2**, daß die Verlustleistung auf Grund der hier angenommenen Temperaturzunahme um etwa 5% absinkt. Die Kühlfläche A wird hier gemäß $P_{v\,n}$ be-

$$\frac{P_v}{P_{vM}} = 1 - \left(2 \cdot \frac{U_{CE}}{U_b} - 1\right)^2$$

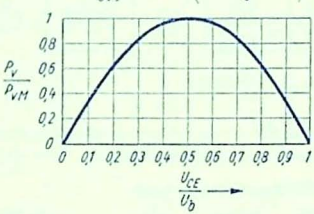


Bild 2

messen, da nur Transistoren mit extremen Stromverstärkungsfaktoren die hier der Rechnung zugrunde gelegte Emitterstromänderung ergeben.

$P_{v\,n}$ $= U_{CE\,n} \cdot I_{E\,n}$ $= 155\ \text{mW}$

$R^*_{a\,therm}$ notwendiger Mindestwert des Wärmewiderstandes der Kühlfläche

$$R^*_{a\,therm} = \frac{t_{j\,max} - t_{amb\,h}}{P_{v\,n}} - R_{i\,therm} \qquad = 85\ ^\circ\text{C/W}$$

A notwendiges Mindest-Ausmaß der wärmeabgebenden Fläche

$$A > \frac{1}{\sigma \cdot R^*_{a\,therm}} \qquad = 8\ \text{cm}^2$$

vorhandene Kühlfläche $= 12\ \text{cm}^2$

$R_{a\,therm}$ tatsächlicher Wärme-Außenwiderstand

$$R_{a\,therm} = \frac{1}{\sigma \cdot A} = \frac{1}{1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 12}\ °C/W \qquad = 56\ °C/W$$

$t_j - t_{amb}$ = Sperrschichtübertemperatur

$$t_j - t_{amb} = P_{v\,n} \cdot (R_{i\,therm} + R_{a\,therm}) \qquad = 20\ °C$$

$t_{\ h} = t_{amb\,h} + (t_j - t_{amb}) \qquad = 70\ °C$

$t_{\ n} = t_{amb\,n} + (t_j - t_{amb}) \qquad = 20\ °C$

$I_{CB0\,h}$ für $t_{j\,h} \qquad = 300\ \mu A$

$I_{CB0\,n}$ für $t_{j\,n} \qquad = 6\ \mu A$

$\Delta I_{CB0} = I_{CB0\,n} - I_{CB0\,n} \qquad = 300\ \mu A$

$$I_{E\,h} = I_{E\,n} + \frac{\Delta U_{CE} - R_4 \cdot \Delta I_{CB0}}{R_3 + R_4} \qquad = 65{,}3\ mA$$

$\Delta I_E = I_{E\,h} - I_{E\,n} \qquad = 9{,}3\ mA$

$$\Delta I_B = \Delta I_{CB0} + \frac{I_{E\,n}}{\beta_{min}} - \frac{I_{E\,h}}{\beta_{max}} \qquad = 0{,}295\ mA$$

$\Delta U_{BE} = D_T\,(t_{amb\,h} - t_{amb\,n}) + 50\ mV \qquad = 145\ mV$

$$R_i = \frac{R_3 \cdot \Delta I_E - \Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \qquad = 76\ \Omega$$

I_B Basisstrom eines Mittelwerttransistors mit

$$\beta = \sqrt{\beta_{max} \cdot \beta_{min}}$$

$$I_B = \frac{I_{E\,n}}{\beta} - I_{CB0\,n} = \frac{56\ mA}{35} - 6\ \mu A \qquad = 1{,}6\ mA$$

a Hilfsgröße für die Berechnung von R_1 und R_2

$$a = \frac{U_{EM} + U_{BE} + I_B \cdot R_i}{U_b} \qquad = 0{,}23$$

$$R_1 = \frac{R_i}{1 - a} = 98\ \Omega, \text{ nächster Normwert} \qquad = 100\ \Omega$$

$$R_2 = R_i \cdot \frac{1 - a}{a} = 335\ \Omega, \text{ nächster Normwert} \qquad = 330\ \Omega$$

KW-MW-Eingangsschaltung mit Transistoren

Grundsätzliche Möglichkeiten

Eine Eingangsschaltung läßt sich als selbstschwingende oder fremdgesteuerte Mischstufe mit oder ohne Vorstufe aufbauen.

Bei Kurzwellenempfang ist der Schwund besonders stark. Deshalb empfiehlt es sich, die selbsttätige Regelung in Kurzwellenempfängern auch auf die Eingangsschaltung auszudehnen.

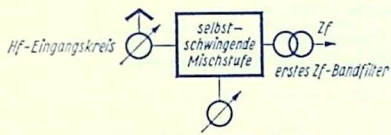


Bild 1

Eine selbstschwingende Mischstufe läßt sich nicht regeln: Bei abnehmendem Collectorstrom würde die Oszillatorschwingung aussetzen. Folglich verwendet man die (ungeregelte) selbstschwingende Mischstufe als Eingangsschaltung allein **(Bild 1)** nur für einfachste Geräte.

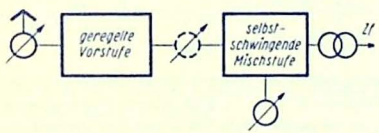


Bild 2

Für eine geregelte Eingangsschaltung benötigt man wenigstens zwei Transistoren. Diese lassen sich entweder in einer geregelten Vorstufe und einer darauf folgenden selbst-

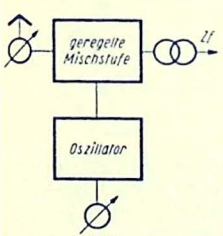


Bild 3

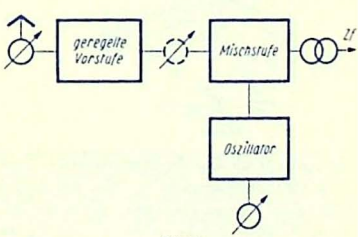


Bild 4

schwingenden Mischstufe **(Bild 2)** oder in einer geregelten fremdgesteuerten Mischstufe und in einem Oszillator **(Bild 3)** verwenden.

Der Zwischenkreis ist in Bild 2, wie auch in dem folgenden **Bild 4**, gestrichelt eingetragen, da er nicht unbedingt vorhanden sein muß.

Die Anordnung nach Bild 3 ist nicht vorteilhaft: Da Mischstufe und Oszillator miteinander verkoppelt sein müssen, wirkt sich die Stromabhängigkeit der inneren Kapazitäten des Mischstufen-Transistors in dem zugehörigen Oszillator aus: Er wird durch die Regelung verstimmt.

Besondere Stabilität der Oszillatorfrequenz würde man mit drei Transistoren in einer Schaltung nach Bild 4 erreichen. Ist dieser Aufwand nicht tragbar, so verwendet man als geregelte Eingangsschaltung vorteilhafterweise die in Bild 2 gezeigte Anordnung.

Die selbstschwingende Mischstufe

In **Bild 5** ist die selbstschwingende Mischstufe zunächst für einfachste Geräte entworfen. Die in Bild 5 gezeigte Schaltung gilt jedoch, abgesehen von ihrem Eingang, auch für Geräte mit Vorstufe.

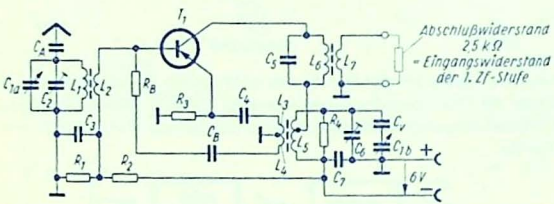


Bild 5

Bei Kurzwellenempfang beträgt der Abstand zwischen Empfangs- und Oszillatorfrequenz für eine Zf um 460 kHz nur 2 ... 8%. Folglich müssen Eingangskreis und Oszillatorkreis entkoppelt werden, um ein gegenseitiges Beeinflussen zu verhindern.

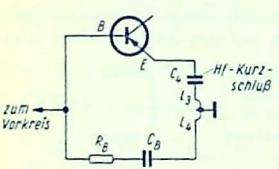


Bild 6

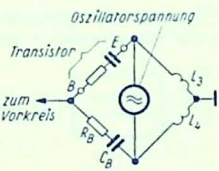


Bild 7

Das geschieht mit einer **Oszillatorbrücke**. Diese verhindert außerdem, daß eine unzulässig hohe Oszillatorspannung über den Eingangskreis auf die Antenne gelangt. Die **Bilder 6** und **7** zeigen das Schema der in der Schaltung nach Bild 5 benutzten Oszillatorbrücke. In dieser Brücke ist mit R_B und C_B die Basis-Emitter-Strecke des Transistors nachgebildet. Die untereinander gleichen Induktivitäten L_3 und L_4 sind gemeinsam (bifilar) gewickelt und mit L_5 (siehe Bild 5) fest gekoppelt.

Der Transistor-Eingangswiderstand wird über L_2 (Bild 5) an den Eingangskreis angepaßt. Die Antenne koppelt man entweder, wie in Bild 5 dargestellt, kapazitiv an den Hochpunkt bzw. an eine Spulenanzapfung des Eingangskreises oder induktiv an.

Der Collector des Mischtransistors liegt über dem Zf-Kreis an einer Anzapfung der Oszillatorkreisspule. Mit dieser Anzapfung verringert man den Einfluß der Ausgangskapazität des Mischstufentransistors und der Schaltkapazitäten (Zf-Kreis gegen Masse) auf den Oszillatorkreis. Diese Kapazitäten würden sonst den Variationsbereich der Oszillatorfrequenz in unerwünschtem Maße einengen.
Der Oszillator ist über L_3 auf den Emitter rückgekoppelt. Der Dämpfungswiderstand R_1 im Oszillatorkreis vermindert die Abhängigkeit der Oszillatorspannung von der Drehkondensator-Einstellung und von den Transistor-Exemplarstreuungen.

Abgewandelte Schaltung für die selbstschwingende Mischstufe

Bild 8 zeigt diese Schaltung, in der die Oszillatorbrücke den Bildern 9 und 10 entspricht. Die Werte der gleich bezeichneten Schaltteile sind dieselben wie die zu der Schaltung nach Bild 5. Die Meßwerte beider Schaltungen stimmen praktisch überein.

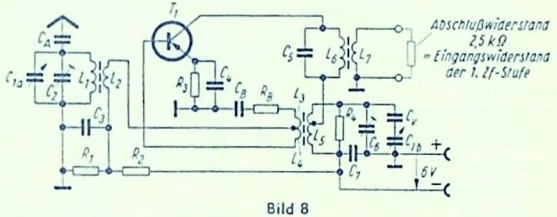


Bild 8

Diese Schaltung bietet infolge der Hf-Masseverbindung des Emitters (über C_4) bei Ausdehnung auf mehrere Wellenbereiche Vorteile.

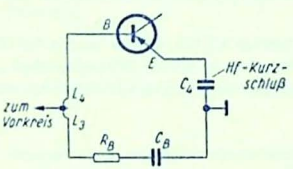


Bild 9

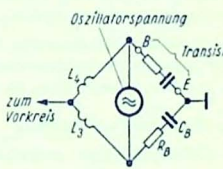


Bild 10

In der Schaltung nach Bild 8 wird die Rückkopplungsspannung gemeinsam mit der Eingangsspannung der Basis des Transistors zugeführt. Hierbei müssen die Rückkopplungsspannung (Basis gegen Emitter) und die Oszillatorspannung (Collector gegen Emitter) gegenphasig sein, was durch entsprechenden Anschluß der Koppelspule erreicht wird.

Abgleich und Bemessung der Oszillatorbrücke

Die Brücke muß für das obere Ende des Frequenzbereiches abgeglichen werden. Dafür ist nämlich die Gefahr des Mitziehens am größten.
Das Brückenverhältnis wurde mit 1 : 1 gewählt ($L_4 = L_3$). Hiermit ist die Frequenzabhängigkeit des Abgleichs besonders gering.

Dagegen ergäben sich in einer Schaltung nach Bild 5...7 mit $L_1 > L_3$ bzw. in einer Schaltung nach Bild 8...10 mit $L_3 > L_1$ die Vorteile, daß die zusätzliche Dämpfung des Eingangskreises durch die Kombination aus R_B, C_B und L_3 bzw. L_1 geringer ausfiele und daß wegen der in diesem Fall kleineren Kapazität C_B der Variationsbereich für den Brückenabgleich größer würde.

Meßwerte zu Bild 5 und 8 mit Transistor OC 614

Die Schaltungen nach Bild 5 und 8 sind für die Frequenzbereiche 5,9 ... 18 MHz bzw. 10...27 MHz ausgelegt. Der normale Kurzwellenbereich umfaßt die Frequenzen 5,9...18 MHz. Für Kurzwellenempfang kommen aber auch Frequenzen bis 27 MHz in Betracht. Zu 27 MHz als obere Grenze gehören bei gleichem Drehkondensator als untere Grenze etwa 10 MHz.

Bereich	5,9 ... 18	10 ... 27	MHz
Meßfrequenz	12	20	MHz
Collectorstrom	0,46	0,47	mA
Oszillatorspannung (Effektivwert, gemessen am Emitter) (Bild 5)	150	125	mV
Innenwiderstand (für Zf)	35	40	kΩ
Eingangswiderstand (Transistor-Eingang mit C_B, R_4, L_4)	280	255	Ω
Mischverstärkung	20	18	dB
Rauschzahl	7	7,5	

Die Rauschzahlen gelten für Leistungsanpassung des Rauschgenerators an den betriebsmäßig belasteten Eingangskreis.

Der Eingangswiderstand der ersten Zf-Stufe beträgt 2,5 kΩ. Darauf wurde der Mischtransistor angepaßt. Die Mischverstärkung ist hier die an 2,5 kΩ Wirkwiderstand abgegebene Zf-Leistung, geteilt durch die am Eingangskreis verfügbare Hf-Empfangsleistung.

Eingangsschaltung mit Vorstufe

Vor- und Mischstufe können entweder über einen durchstimmbaren Zwischenkreis oder über einen fest eingestellten Zwischenkreis mit großer Bandbreite oder aperiodisch (wie in Bild 11) gekoppelt werden.

Der **durchstimmbare Zwischenkreis** verlangt einen zusätzlichen Drehkondensator-Plattensatz und eine erhöhte Zahl von Umschaltkontakten am Bereichschalter.

Der **nicht abgestimmte Zwischenkreis** mit großer Bandbreite erfordert lediglich eine größere Zahl von Umschaltkontakten am Bereichschalter. Verstärkung und Weitab-Selektion (insbesondere Spiegelselektion) sind jedoch geringer als mit dem durchstimmbaren Zwischenkreis.

Die **aperiodische Kopplung** ergibt noch geringere Werte für Verstärkung und Weitab-Selektion. Doch entfallen hier die sonst für die Kopplung zwischen Vor- und Mischstufe notwendigen Umschaltkontakte.

Schaltung mit Vorstufe und aperiodisch angekoppelter Mischstufe

Die in **Bild 11** gezeigte Schaltung hat eine „verzögert" geregelte Vorstufe und eine daran aperiodisch angekoppelte selbstschwingende Mischstufe. Die hierzu vorausgesetzte Regelung ist auf Seite 230 behandelt. Falls mit „unverzögerter" Regelung gearbeitet werden soll, entfällt der Spannungsteiler R_2, R_4, wobei die Regelspannung statt über die Diode über einen Widerstand in der Größenordnung von 10 kΩ zugeführt wird.

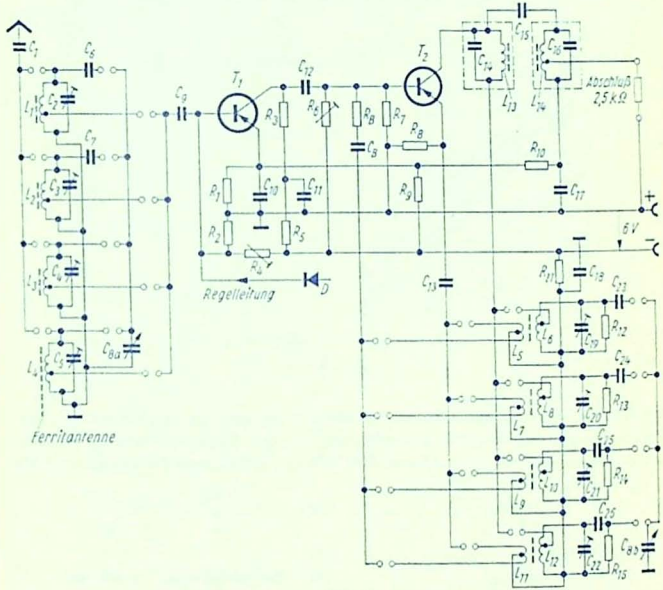


Bild 11

Die durch Bild 11 veranschaulichte Schaltung ist ausgelegt für:

Kurzwelle 1	12,7 ... 27,6 MHz	Kurzwelle 3	2,1 ... 6,2 MHz
Kurzwelle 2	5,7 ... 13,3 MHz	Mittelwelle	0,51 ... 1,63 MHz

Hier wurden verwendet:
für die Kurzwellenbereiche eine über 10 pF an den Hochpunkt des Eingangskreises angekoppelte Stabantenne und
für den Mittelwellenbereich eine Ferritantenne im Eingangskreis.

Der Vorstufen-Transistor ist so über einen Koppelkondensator an eine Anzapfung des jeweiligen Eingangskreises angeschlossen, daß Leistungsanpassung erreicht wird.

Infolge der zusätzlichen Dämpfung des Kreises durch den Transistor-Eingangswiderstand geht bei Leistungsanpassung die Kreisgüte auf die Hälfte zurück. Deshalb wird man im Eingangskreis des Transistorgerätes Spulen mit möglichst hoher Güte verwenden.

Zum Erhöhen der Weitab-Selektion kann man auch, von der Leistungsanpassung abweichend, den Transistor-Eingang loser an den Kreis ankoppeln. Doch müßte der Verlust an Verstärkung in den nachfolgenden Stufen ausgeglichen und die gegebenenfalls damit verbundene Erhöhung des Rauschens in Kauf genommen werden.

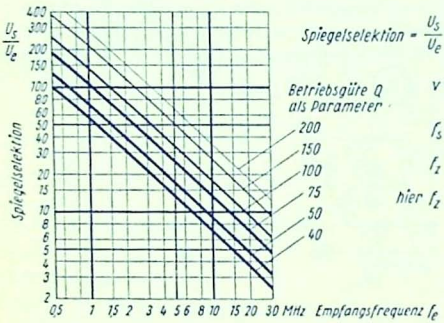


Bild 12

Bild 12 zeigt, wie die **Spiegelselektion** eines Empfängers mit nur einem Vorkreis und einer Zwischenfrequenz von 465 kHz von der Empfangsfrequenz für verschiedene Betriebsgüten des Vorkreises als Parameter abhängt. Dem Bild 12 liegt folgende Beziehung zugrunde:

$$\frac{U_s}{U_e} = \sqrt{1 + Q^2 \cdot v^2} \qquad \text{wobei} \qquad v = \frac{f_s}{f_e} - \frac{f_e}{f_s}$$

Hierin bedeuten:

v	relative Verstimmung	Q	Betriebsgüte des Vorkreises
U_e	Signalspannung bei der Eingangsfrequenz	f_e	Eingangsfrequenz
U_s	Signalspannung bei Einstellung des Generators auf die Spiegelfrequenz	f_s	Spiegelfrequenz $= f_e + 2 \times 465$ kHz

Zu U_e und U_s gilt gleicher Wert der Ausgangsspannung.

Für Kurzwellen sind mit Massekernspulen Leerlaufgüten zwischen 100 und 150 erreichbar. Dem entsprechen bei Leistungsanpassung Betriebsgüten zwischen 50 und 75.

Der Transistor der Mischstufe liegt mit seiner Basis über den Koppelkondensator C_{12} an dem Collector des Vorstufen-Transistors (Bild 11). Somit besteht der Collector-Arbeitswiderstand des Vorstufen-Transistors aus der Parallelschaltung von R_3, R_6 und R_7 mit dem Eingangswiderstand des Mischtransistors und mit dem Widerstand, der auf Grund der Oszillatorbrücke zwischen Basis und Emitter des Mischstufentransistors wirksam ist.

Die Funktion der selbstschwingenden Mischstufe von Bild 11 ist die gleiche wie die in der Schaltung nach Bild 5. Zum Erhöhen der Zf-Selektion und damit der Nahselektion ist in der Schaltung nach Bild 11 jedoch anstatt des Zf-Einzelkreises ein kapazitiv gekoppeltes zweikreisiges Bandfilter verwendet. Durch Anschluß des Eingangs der ersten Zf-Stufe an eine Anzapfung des induktiven Zweiges des zweiten Filterkreises werden Eingangswiderstand der Zf-Stufe und Ausgang der Mischstufe aneinander angepaßt.

Gegenseitiges Beeinflussen der Oszillatorspulen verschiedener Bereiche verhindert man, indem man die für den Anschluß des Collectors vorgesehenen Anzapfungen der Spulen der nicht eingeschalteten Bereiche mittels des Drucktastenschalters mit den „kalten" Spulenenden verbindet (in Bild 11 nicht eingezeichnet).

Meßwerte zu Bild 11

Mittenfrequenz der Eingangsspannung:	1 MHz	4 MHz	10 MHz	20 MHz
Leerlaufgüte des Eingangskreises	160	110	116	120
Spannungsübersetzung vom Eingangskreis auf den Transistor bei Belastung	10:1	6,7:1	7,1:1	10,4:1
Eingangskreisbelastung an der Anzapfung durch Transistor und Basisspannungsteiler	1740 Ω	610 Ω	404 Ω	105 Ω
Spannungsverstärkung Basis-Vorstufe bis Basis-Mischstufe	12,5	5,6	3,3	2,25
Betrag des Übertragungswiderstandes zwischen Vor- und Mischstufe	440 Ω	208 Ω	124 Ω	90 Ω
Spannungsverstärkung Basis-Mischstufe bis Basis-1. Zf-Stufe	8	14,2	17,8	17,7

Schaltteilliste zu den Bildern 5 und 8

Kondensatoren

C_A	Antennenkondensator	10	pF	125 V=
C_{1a}, C_{1b}	Zweifach-Drehkondensator	2 x (10 ... 190)	pF	
C_2, C_6	Keramiktrimmer	6 ... 30	pF	
C_3, C_7	Papierkondensatoren (induktionsarm)	40	nF	125 V=
C_4	Styroflexkondensator	2,2	nF	125 V=
C_5	Styroflexkondensator	1	nF	125 V=
C_V, C_B	siehe Spulen			

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	2	kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	20	kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	15	kΩ	0,1 W
R_B	Schichtwiderstand	10	Ω	0,1 W

Spulen		µH	Windungen	Material	ø mm	Kern	C_B	C_P
zu 5,9 ... 18 MHz								
L_1	Bild 13	3,63	22	0,2 CuLS	9	M 7 FC-FU II	80 pF	
L_2			2,5	0,35 CuLS				
L_3, L_4	Bild 14		2 x 1,5	0,2 CuLS	9	M 7 FC-FU II		2,2 nF
L_5		3,37	21	0,35 CuLS				
			Anzapfung an 14. Windung					
zu 10 ... 27 MHz								
L_1	Bild 13	1,22	13	0,8 CuLS	9	M 7 FC-FU II	60 pF	
L_2			2	0,35 CuLS				
L_3, L_4	Bild 14		2 x 1	0,35 CuLS	9	M 7 FC FU II		4,3 nF
L_5		1,16	13	0,8 CuLS				
			Anzapfung an 9. Windung					
zu 465 kHz								
L_6	Bild 15	117	72	10 x 0 05 CuLSS				
L_7			20	0,2 CuLS		F 3 A		

Kernbezeichnungen der Firma Vogt u. Co. m. b. H.

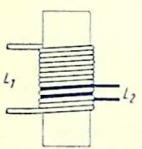


Bild 13

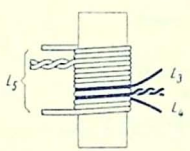


Bild 14

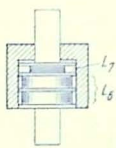


Bild 15

Transistor

T_1	Transistor	OC 614		

Schaltteilliste zu Bild 11

Kondensatoren

C_1	Keramikkondensator	10	pF	250 V=
C_2 ... C_5, C_{19} ... C_{22}	Keramiktrimmer	10 ... 45	pF	
C_6, C_7	Styroflexkondensatoren	400	pF	125 V=
C_{8a}	Zweifach-Drehkondensator	13 ... 530	pF	
C_{8b}		13 ... 410	pF	
C_9, C_{12}	Styroflexkondensatoren	10	nF	125 V=
C_{10}, C_{11}, C_{18}	Papierkondensatoren (induktionsarm)	40	nF	125 V=
C_{13}	Styroflexkondensator	2,2	nF	125 V=
C_{14}, C_{16}	Styroflexkondensator	500	pF	125 V=

C_{15}	Keramikkondensator	8	pF	125 V=
C_{17}	Papierkondensator	0,1	µF	125 V=
C_{23}	Keramikkondensator	300	pF	125 V=
C_{24}	Keramikkondensator	320	pF	125 V=
C_{25}	Styroflexkondensator	1,8	nF	125 V=
C_{26}	Keramikkondensator	458	pF	125 V=
C_B	Styroflexkondensator	100	pF	125 V=

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	240	Ω	0,1 W
R_2, R_{12}... R_{15}	Schichtwiderstände	10	kΩ	0,1 W
R_3, R_7, R_8	Schichtwiderstände	1	kΩ	0,1 W
R_4	Einstellwiderstand	100	kΩ	0,2 W
R_5, R_{11}	Schichtwiderstände	200	Ω	0,1 W
R_6	Einstellwiderstand	15	kΩ	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand	2,2	kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	5	kΩ	0,1 W
R_B	Schichtwiderstand	10	Ω	0,1 W

Spulen

Spule	µH	Windungen	Wicklung	Anzapf	Material	ø mm	Kern
L_1	0,575	7,5	Lage	0,5	0,8 CuLS	9	M 5 FC-FU II
L_2	2,79	18	Lage	3	0,35 CuLS	9	M 5 FC-FU II
L_3	9,95	36	Lage	6	0,2 CuLS	9	M 5 FC-FU II
L_4	173	50	Lage	5	30 x 0,05 CuLSS		Ferritstab 140 x 9 ø
L_5		2 x 1	auf L_6	Mitte	0,35 CuLS	9	M 5 FC-FU II
L_6	0,706	7,5	Lage	5,5	0,8 CuLS	9	
L_7		2 x 1	auf L_8	Mitte	0,2 CuLS	9	M 5 FC-FU II
L_8	3,18	18	Lage	13	0,35 CuLS	9	
L_9		2 x 3	auf L_{10}	Mitte	0,2 CuLS	9	M 5 FC-FU II
L_{10}	10,25	36	Lage	18	0,2 CuLS	9	
L_{11}		2 x 5		Mitte	0,2 CuLS	9	M 5 FC-FU II
L_{12}	102	108	Kreuz	40	10 x 0,05 CuLSS	6	
L_{13}	226	98	Kreuz	—	10 x 0,05 CuLSS		F 3 A
L_{14}	226	98	Kreuz	18	10 x 0,05 CuLSS		F 3 A

Kernbezeichnungen der Firma Vogt u. Co. m. b. H.

Transistoren und Diode

T_1	Transistor	OC 614
T_2	Transistor	OC 614
D	Diode	OA 160

Regelung eines mit Transistoren bestückten KW-MW-Empfängers

Die Empfängerschaltung

Die hier wahlweise zugrunde gelegten Eingangsschaltungen (selbstschwingende Mischstufe allein oder selbstschwingende Mischstufe mit Vorstufe) sind auf Seite 221 beschrieben. Als Zwischenfrequenzteil ist ein zweistufiger Verstärker üblicher Dimensionierung für eine Zf von rund 460 kHz vorausgesetzt (**Bild 1**, Schaltteilliste am Ende des Beitrages, Zf-Verstärker siehe Seite 247).

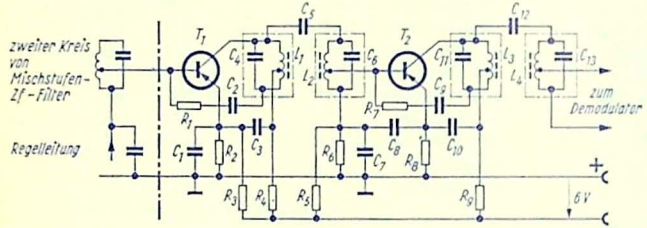


Bild 1

Die im Demodulator gewonnene Regelspannung wird gemeinsam mit der Nf-Spannung in der ersten Nf-Stufe verstärkt (**Bild 2**, Schaltteilliste ebenfalls am Ende des Beitrags). Als Nf-Verstärker kann hieran z. B. der Verstärker gemäß TELEFUNKEN Laborbuch Band I Seite 357 angeschlossen werden.

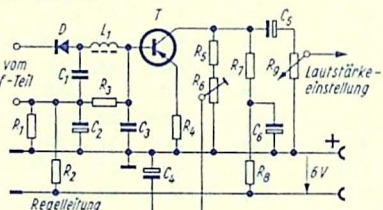


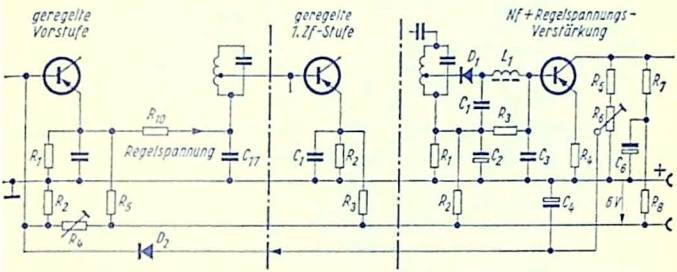
Bild 2

Regelleistung

Die selbsttätige Regelung von Empfängern mit Transistorbestückung verlangt eine ausreichend hohe Regelleistung. Die Regelleistung, die am Demodulator zur Verfügung steht, reicht für Transistoren kaum aus, um eine auch bei Kurzwellenempfang befriedigende Regelung zu erreichen. Das gilt vor allem, wenn man, um die Maximalverstärkung des Gerätes für schwachen Empfang voll ausnutzen zu können, die Regelung „verzögert". Aus diesen Gründen wird die Regelleistung hier verstärkt. Das geschieht, wie schon angedeutet, zunächst in der ersten Nf-Stufe. Außerdem wird im Fall der geregelten Vorstufe für die Regelung der ersten Zf-Stufe zusätzlich die Hf-Vorstufe zum Gewinnen der Regelleistung herangezogen.

Funktion der gewählten Regelschaltung

Geregelt werden hier die Vorstufe und die erste Zf-Stufe **(Bild 3)**. Ein Herunterregeln des Collectorstromes in der zweiten Zf-Stufe würde leicht zu Übersteuerungen führen. Bei Vorhandensein einer Vorstufe wird die Regelspannung an die Basis des Vorstufentransistors (Bild 3) gelegt. Bei Fehlen der Vorstufe führt man sie der Basis des Transistors der ersten Zf-Stufe zu. Dies geschieht in beiden Fällen über die in Bild 3 eingetragene Diode D_2.



siehe Seite 225 siehe Seite 230, Bild 1 siehe Seite 230, Bild 2

Bild 3

Die Regelleistung wird in der ersten Nf-Stufe mitverstärkt. Zwischen Demodulator-Diode und Basis des Transistors der ersten Nf-Stufe besteht aus diesem Grunde eine Gleichstromverbindung. Ein Anwachsen der Richtspannung bewirkt infolgedessen ein Steigen des Collectorstromes des Transistors (T in Bild 2). Mit dem Collectorstrom wächst die Spannung am Collector-Gleichstromwiderstand (R_7 und R_8 in Bild 2 und Bild 3) an. Damit nimmt die Collectorspannung ab. Ein Teil dieser Collectorspannung wird am Spannungsteiler R_5, R_6 (Bilder 2 und 3) für die Regelung abgegriffen und über die Diode D_2 der Basis des zu regelnden Transistors zugeführt. Mit Hilfe der Diode D_2 „verzögert" man die Regelung: Die Spannung der Transistorbasis gegen Masse und die zwecks Regelung zugeführte Spannung werden so gegeneinander abgeglichen, daß die Diode für die Regelspannungsübertragung bei niedriger Hf-Eingangsspannung gesperrt bleibt. Die Regelung setzt ein, wenn der Betrag der über die Diode D_2 zugeführten Spannung den der Basisvorspannung unterschreitet. Der Einsatzpunkt der Regelung ist an dem Spannungsteiler R_5, R_6 (Bild 3 rechts) wählbar. Mit dem Spannungsteiler R_2, R_4 (Bild 3 links) wird der Collector-Ruhestrom des Vorstufentransistors für fehlende Regelspannung eingestellt. Der Elektrolytkondensator C_4 ergibt zusammen mit dem ihm parallel liegenden Gesamtwiderstand eine Regelzeitkonstante von etwa 100 ms.

Damit die Emitterspannung des Vorstufentransistors bei der Regelung nicht zu stark gleitet, was deren Wirkung abschwächen würde, ist, an Stelle eines Vorwiderstandes allein, ein Spannungsteiler R_1, R_5 angeordnet. Dieser Spannungsteiler muß allerdings so bemessen werden, daß sich die Spannung Emitter gegen Masse bei der Regelung doch noch in dem zum Regeln der ersten Zf-Stufe ausreichenden Maße ändert. Die am Emitter der Vorstufe abgenommene Spannung wird auf die erste Zf-Stufe über den Siebwiderstand R_{10} (Bild 3

links) übertragen. Dabei werden die in dieser Spannung noch enthaltenen Zf-Anteile mit dem Kondensator C_{17} gegen Masse kurzgeschlossen.
Die hier gewählte Schaltung kompensiert den sich beim Herunterregeln sonst ergebenden Anstieg des Eingangswiderstandes der Vorstufe. Sobald die Verzögerungsdiode Strom durchläßt, wird damit der Empfangskreis zusätzlich belastet. Das wirkt der unerwünschten Abnahme der Bandbreite dieses Kreises entgegen.

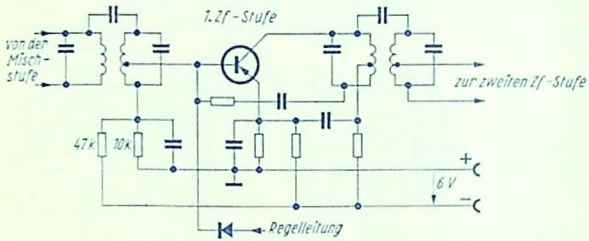


Bild 4

Verzichtet man auf die regelbare Vorstufe, so legt man, wie schon erwähnt, die von der Nf-Stufe abgehende Regelspannungsleitung gemäß **Bild 4** über die Verzögerungsdiode an die Basis des ersten Zf-Transistors. Dabei braucht man für die Basisvorspannung dieses Transistors einen Spannungsteiler (in Bild 4 handelt es sich um 47 kΩ/10 kΩ).
Das Regelverhalten zeigt **Bild 5.** Es sind gemessen: U_{Zf} am Demodulator-Eingang, also vor der Diode D in Bild 2, und U_{Nf} am Einstellregler für die Lautstärke-Einstellung (R_9 in Bild 2).

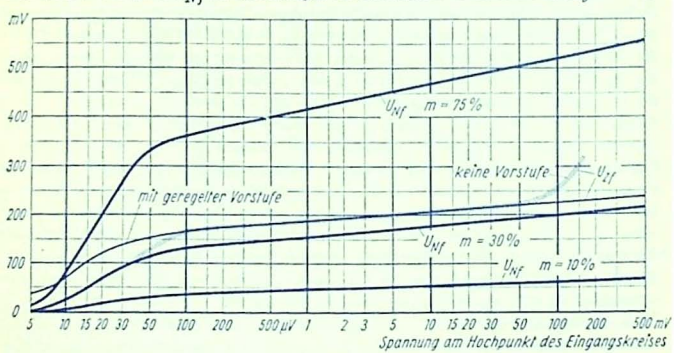


Bild 5

Schaltteilliste zu Bild 1

Kondensatoren

C_1, C_8	Papierkondensator	40	nF	125 V=
C_2, C_9	Styroflexkondensatoren	33	pF	125 V=

C_3, C_{10}	Papierkondensatoren	5 nF	125 V=
C_4, C_6	Styroflexkondensatoren	250 pF	125 V=
C_5	Keramikkondensator	6 pF	125 V=
C_7	Papierkondensator	1 µF	125 V=
C_{11}, C_{13}	Styroflexkondensatoren	500 pF	125 V=
C_{12}	Keramikkondensator	10 pF	125 V=

Widerstände

R_1, R_7	Schichtwiderstände	600 Ω	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	800 Ω	0,1 W
R_3, R_6	Schichtwiderstände	5 kΩ	0,1 W
R_4, R_8, R_9	Schichtwiderstände	1 kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	40 kΩ	0,1 W

Spulen	µH	Windungen	Anzapf	Material	Wickelart, Kern
L_1	444	136	27	10×0,05 CuLS	Kreuzwickel 6,5 mm breit
L_2	444	136	13	10×0,05 CuLS	auf Einzelkreisfilter F 3 A
L_3	226	98	20	10×0,05 CuLSS	(Bezeichnung der
L_4	226	98	40	10×0,05 CuLSS	Fa. Vogt u. Co. m. b. H.)

Transistoren

T_1	Transistor	AF 101
T_2	Transistor	AF 101

Schaltteilliste zu Bild 2

Kondensatoren

C_1	Papierkondensator	10 nF	125 V=
C_2, C_4	Elektrolytkondensatoren	50 µF	6 V
C_3	Papierkondensator	2,2 nF	125 V=
C_5, C_6	Elektrolytkondensator	50 µF	8 V

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	500 Ω	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	100 Ω	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,1 W
R_6	Einstellwiderstand	5 kΩ	0,2 W
R_7	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,1 W
R_9	Schicht-Drehwiderstand	10 kΩ	0,2 W

Zf-Drossel

L_1 1 mH, 320 Windungen 10×0,05 CuLS Kreuzwicklung
7 mm breit auf Kern M5 FC (Kernbezeichnung der Firma Vogt u. Co. m.b.H.)

Diode, Transistor

D	Germanium-Diode	OA 160
T	Transistor	OC 604

UKW-Baustein mit zwei Transistoren

Es sind hierzu passend ein Zf-Verstärker auf Seite 247 und ein Ratio-Detektor auf Seite 261 behandelt.

Schaltung

Der hier behandelte UKW-Baustein besteht aus Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe (**Bild 1**). Beide Stufen arbeiten mit Transistoren OC 615 in Basisschaltung. Der Minuspol der Speisespannung liegt am Chassis. Das ermöglicht es, den Siebmittelaufwand zu vermindern, weil so der stets notwendige Emitterwiderstand und die mit ihm zusammenwirkenden Kondensatoren zur Siebung voll ausgenutzt werden.

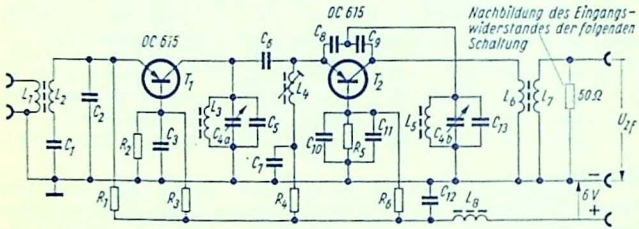


Bild 1

Die Drossel L_8, die hierbei in die positive Zuleitung gelegt werden muß, schützt zusammen mit dem Kondensator C_{12} den UKW-Baustein gegen ein Eindringen einer möglicherweise der Speisespannung überlagerten Zf-Spannung.

Die kalten Enden der Schwingkreise sind unmittelbar mit dem Chassis verbunden.

Wichtigste Eigenschaften

Für den Durchstimmbereich zeigen abhängig von der Frequenz das **Bild 2** den Verlauf der Leistungsverstärkung und das **Bild 3** den der zusätzlichen Rauschzahl.

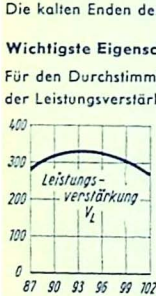


Bild 2

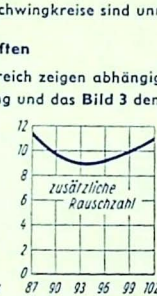


Bild 3

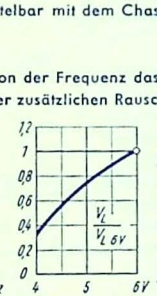


Bild 4

Bild 5

Die Einflüsse des Absinkens der Speisespannung auf Leistungsverstärkung und Oszillatorfrequenz werden durch die **Bilder 4** und **5** veranschaulicht.

Innerhalb eines Umgebungstemperaturbereiches von — 20 ... + 50 °C weicht die Oszillatorfrequenz von ihrem Sollwert um höchstens ± 15 kHz ab.

Die Spiegelselektion beträgt in der Mitte des Durchstimmbereiches rund 1 : 30 und ist an dessen Enden immer noch besser als 1 : 20.

An dem mit 60 Ω abgeschlossenen Antennenanschluß treten maximal 3,5 mV Oszillator-Grundwellenspannung und 45 µV Oszillator-Oberwellenspannung auf.

Bei einer Speisespannung von 6 V nimmt der UKW-Baustein etwa 2,7 mA auf, was einer Leistung von rund 16 mW entspricht.

Vorstufe

Die Vorstufe wird in nichtneutralisierter Basisschaltung betrieben. An die Antenne ist sie mit einem auf die Mitte des Durchstimmbereiches fest abgeglichenen π-Glied angepaßt (C_1, L_2, C_2). Durch die feste Kopplung des Vorstufen-Transistors T_1 mit diesem π-Glied wird ein nur geringer Abfall der Verstärkung und damit ein entsprechend schwaches Anwachsen der Rauschzahl an den Enden des Durchstimmbereiches erreicht.

Das Fehlen der Neutralisation kommt infolge der Steilheitsphase von fast — 90° einer schwachen Mitkopplung über den kleinen, vorwiegend kapazitiven Rückwirkungsleitwert des Transistors gleich. Durch diese Mitkopplung werden Eingangs- und Innenwiderstand des Transistors unter den gegebenen Verhältnissen um etwa 40 % erhöht.

Der Transistor arbeitet auf den durchstimmbaren Zwischenkreis. Dieser hat — unter dem Einfluß der Belastung durch den Eingang der nachfolgenden Mischstufe — einen Resonanzwiderstand von 1,5 kΩ, während der Innenwiderstand des Transistors etwa 10 kΩ beträgt. Wegen der damit gegebenen Unteranpassung ist das Erhöhen des Innenwiderstandes des Transistors von keinem wesentlichen Einfluß auf die Verstärkung. Das Vergrößern des Eingangswiderstandes hingegen ergibt, bei Leistungsanpassung im Eingang, eine erhöhte Steuerspannung am Transistor und damit einen Gewinn an Ausgangsleistung. Somit wirkt sich die Widerstandserhöhung nahezu voll auf die Leistungsverstärkung aus.

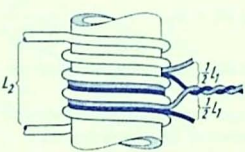


Bild 6

Antennenankopplung

Der Realteil des Eingangsleitwertes der nicht neutralisierten Vorstufe wurde bei einem Emittergleichstrom des Transistors von 1,4 mA mit 19,2 mS gemessen, was einem Wirkwiderstand von 52 Ω gleichkommt.

Die Antennentransformation ist zwischen diesen 52 Ω und einem Antennenwiderstand von 60 Ω vorgenommen. Dazu gehört eine Übersetzung von rund 1 : 1. Diese Übersetzung wird durch die gewählte Bemessung von L_1/L_2 und C_1, C_2 erreicht.

Soll statt an 60 Ω unsymmetrisch an 240 Ω symmetrisch angepaßt werden, so wickelt man L_1 mit 2×2 Windungen 0,4 CuLS bifilar zwischen die Windungen von L_2 und schließt die Enden über Kreuz an, wobei man die mittlere Verbindung an Masse legt (**Bild 6**). So ergibt sich auch für den symmetrischen 240-Ω-Antennenanschluß bei gleicher Bemessung von C_1 und C_2 wie oben eine Transformation auf 52 Ω.

Die Spannungsverstärkung der Vorstufe

Diese Spannungsverstärkung läßt sich mit folgender Formel berechnen:

$$V_{SHf} = |S| \cdot \frac{\sqrt{[2 \cdot \pi \cdot C \cdot (b - b_0) - G_i] \cdot R_e}}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot b}$$

Hierin ist für den Transistor T_1 bei 1,4 mA Emitter-Gleichstrom

$\|S\|$	Betrag der Steilheit	17 mA/V
G_i	wirksamer innerer Wirkleitwert	0,1 mS

nd weiterhin:

C	wirksame Kreiskapazität für 93,5 MHz, also für Bandmitte	33 pF
G_k	Resonanz-Leitwert des Kreises = Kehrwert des Resonanzwiderstandes	0,25 mS
G'_e	transformierter Wirkleitwert des Mischstufen-Einganges für Leistungsanpassung des Mischstufen-Einganges an die Collectorseite des Vorstufentransistors $G'_e = G_i + G_k$	0.35 mS
b	Betriebsbandbreite $= \frac{G'_e + G_i + G_k}{2 \cdot \pi \cdot C}$	
	für Leistungsanpassung ($G_i + G_k = G'_e$) gilt $b = \frac{G'_e}{\pi \cdot C}$	3,4 MHz
b_0	Bandbreite des Kreises allein (Leerlaufbandbreite) $= \frac{G_k}{2 \cdot \pi \cdot C}$	1,2 MHz
R_e	Eingangs-Wirkwiderstand der Mischstufe = Kehrwert des Realteiles ihres zur Wirkung kommenden Eingangsleitwertes	35 Ω

Es ergibt sich als Spannungsverstärkung der Vorstufe:

$$V_{SHf} = |S| \cdot \frac{\sqrt{[G'_e + G_i + G_k - G_k - G_i] \cdot R_e}}{G'_e + G_i + G_k}$$

und für Leistungsanpassung:

$$V_{SHf} = |S| \cdot \frac{\sqrt{G'_e \cdot R_e}}{2 \cdot G'_e} = \frac{|S|}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_e}{G'_e}}$$

Mit den gegebenen Zahlenwerten wird:

$$V_{SHf} = \frac{17 \cdot 10^{-3}}{2} \sqrt{\frac{35}{0{,}35 \cdot 10^{-3}}} = 8{,}5 \cdot 10^{-3} \sqrt{10^5} \approx 2{,}7$$

Die selbstschwingende Mischstufe

Diese Stufe ist über den Kondensator C_8 rückgekoppelt. Die Kondensatoren C_7, C_9 und $C_{10} \| C_{11}$ sind als Hf-Kurzschlüsse wirksam **(Bild 7)**.

Mit der einstellbaren Induktivität der Spule L_4 wird die vom Oszillatorkreis auf die Emitter-Basis-Strecke rückgekoppelte Spannung U_1 in die für die Mitkopplung richtige Phasenlage gebracht. Das sei an Hand der **Bilder 7 ... 11** erläutert.

Bild 7 veranschaulicht die wesentlichen Teile der Schaltung von Bild 1. Das **Bild 8** zeigt denselben Schaltungsausschnitt in einer für die Erklärung vereinfachten Form.

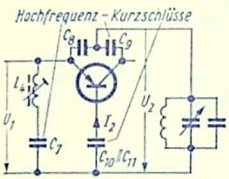


Bild 7

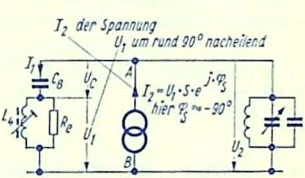


Bild 8

Die Spannung U_1 bewirkt über den Transistor den Strom I_2. Dieser eilt, wegen der Steilheitsphase von nahezu $-90°$, der Spannung U_1 um ebensoviel nach. Für die Schaltung, die zwischen den in Bild 8 mit A und B bezeichneten Punkten liegt, besteht Resonanz.

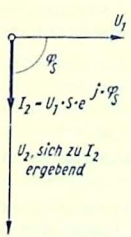


Bild 9

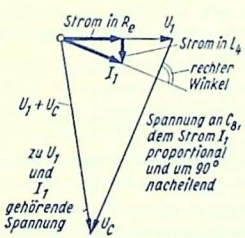


Bild 10

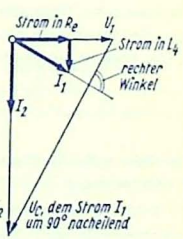


Bild 11

Demzufolge ist U_2 mit I_2 in Phase. Die Spannung U_2 eilt also, ebenso wie der Strom I_2 der Spannung U_1 um 90° nach. Der von U_2 rückwirkende Teil U_1 soll mit der ursprünglich angenommenen Spannung U_1 phasengleich sein **(Bild 9)**.

Um zu erkennen, wie diese Phasengleichheit mit Hilfe der Phasenabgleichspule L_4 erreicht wird, gehen wir wieder von U_1 aus. **Bild 10** betrifft zunächst einen Fall, in dem die Induktivität von L_4 zu groß eingestellt ist und der Strom durch L_4 infolgedessen zu klein ausfällt. Die Spannung $U_1 + U_c$ eilt unter dieser Bedingung der Spannung U_1 um weniger als 90° voraus, was bedeutet, daß U_1 zu dem an sich gegebenen U_2 nicht die richtige Phasenlage hat.

Die Spannung U_2 setzt sich in bezug auf den in Bild 8 linken Stromzweig aus den Teilspannungen U_C und U_1 zusammen. U_1 liegt an der Parallelschaltung des Eingangswiderstandes R_e des Mischstufentransistors T_2 mit der Spule L_4. Folglich ist der Strom I_1 hier die Summe aus dem Wirkstrom in R_e und dem der Spannung U_1 nacheilenden Blindstrom in L_4. Durch passendes Einstellen der Induktivität von L_4 wird erreicht, daß die zu U_2, U_C und U_1 gehörenden Spannungszeiger gemeinsam ein rechtwinkliges Dreieck bilden, womit U_1 die richtige Phasenlage bekommt **(Bild 11)**.

Wie aus Bild 1 zu entnehmen, wird der Zf-Kreis aus L_6, C_9 und der Collector-Basis-Kapazität des Transistors gebildet, da L_5 für die Zf praktisch als Kurzschluß wirkt.

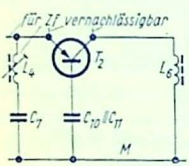


Bild 12

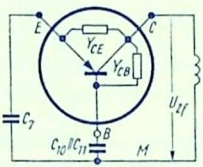


Bild 13

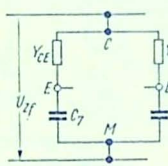


Bild 14

Über den im wesentlichen durch die Collector-Basis-Kapazität C_{CB} dargestellten Rückwirkungsleitwert des Collectors gegen die Basis erhielte man in Emitterschaltung für die Zwischenfrequenz eine Spannungs-Gegenkopplung. Sie würde den wirksamen Innenwiderstand des Transistors verringern. Um diese Gegenkopplung zu beseitigen, legt man die Steuerstrecke des Transistors in eine Brückendiagonale **(Bilder 12...14)**. Die Brücke wäre im Gleichgewicht wenn

$$\frac{Y_{CE}}{\omega \cdot C_7} = Y_{CB} \cdot \left(\frac{1}{\omega \cdot (C_{10} + C_{11})} \right)$$

Der Basis-Bahnwiderstand, der hier vernachlässigt ist, müßte gegebenenfalls berücksichtigt werden.

Für Brückengleichgewicht ergäbe sich daraus ein für die Zf wirksamer Innenwiderstand von etwa 30 kΩ. Doch stellt man die Brücke mit $C_7 = 500$ pF und $C_{10} + C_{11}$ besser so ein, daß daraus eine Zf-Mitkopplung folgt. Mit den hierfür in der Schaltteilliste angegebenen Kapazitäten erhält man bei einem Emitter-Gleichstrom von 0,9 mA einen wirksamen Innenwiderstand von etwa 60 kΩ. Durch dieses Erhöhen des Innenwiderstandes erreicht man, daß die Bandbreite des ersten Zf-Kreises von Schwankungen des Transistor-Innenwiderstandes nahezu unabhängig bleibt.

Die Betriebsbandbreite b des ersten Zf-Kreises wurde mit Rücksicht auf die Selektivität in der nachfolgenden Schaltung mit $b = 400$ kHz gewählt.

Für die Spannungsverstärkung V_{SM} der Mischstufe gilt:

$$V_{SM} = |S_c| \cdot \frac{\sqrt{[2 \cdot \pi \cdot C \cdot (b - b_0) - G_i] \cdot R_e}}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot b}$$

Hierin ist für den Transistor T_2 bei 0,9 mA Emitter-Gleichstrom:

$\|S_c\|$	Betrag der Mischsteilheit	11,5	mA/V
G_i	wirksamer Innenleitwert des Mischtransistors für die Zf (Entdämpfung berücksichtigt)	16,7	µS

Außerdem gelten:

C	wirksame Kreiskapazität des ersten Zf-Kreises	42	pF
b	Betriebsbandbreite des ersten Zf-Kreises	400	kHz
b_0	Bandbreite des ersten Zf-Kreises allein (Leerlaufbandbreite)	90	kHz
R_e	Eingangswiderstand der ersten Zf-Stufe = Kehrwert des Realteiles ihres Eingangsleitwertes	50	Ω

Damit wird:

$$V_{SM} = 11{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\sqrt{[2 \cdot \pi \cdot 42 \cdot 10^{-12} \cdot (400 - 90) \cdot 10^{-3} - 16{,}7 \cdot 10^{-6}] \cdot 50}}{2 \cdot \pi \cdot 42 \cdot 10^{-12} \cdot 400 \cdot 10^{3}} = 6{,}65$$

Die hierzu gehörende Größengleichung (siehe oben) läßt erkennen, daß V_{SM} wächst, wenn man b_0 und G_i kleiner macht. Kleines b_0 wird durch hohe Güte von L_6 erreicht. Mit der gewählten Dimensionierung ergibt sich $Q = 120$ und, wie oben eingesetzt, $b_0 = 90$ kHz.

Kopplung zwischen Vorstufe und Mischstufe

Mit Rücksicht auf maximale Eingangsverstärkung muß der Realteil des Mischstufen-Eingangsleitwertes auf die Summe aus dem Innenleitwert des Transistors T_1 und dem Resonanzleitwert des Kreises L_3, C_{4a} und C_5 (Bild 1) transformiert werden. Das geschieht hier mit Hilfe des Koppelkondensators C_6.

Der Transistor-Innenleitwert beträgt 0,1 mS, der Resonanzleitwert des Kreises 0,25 mS. Der Mischstufen-Eingangsleitwert ist somit auf $G'_e = (0{,}1 + 0{,}25)$ mS = 0,35 mS anzupassen.

Der in der Schaltung nach Bild 1 gemessene komplexe Eingangsleitwert der Mischstufe ist $Y_e = G_e + j \cdot \vartheta_e = (28 - j \cdot 15)$ mS. Daraus folgt für das Umwandeln des Eingangsleitwertes Y_e der Mischstufe in die gleichwertige Reihenschaltung:

$$\frac{1}{Y_e} = \frac{1}{G_e + j \cdot \vartheta_e} = \frac{G_e}{G_e^2 + \vartheta_e^2} - j \cdot \frac{\vartheta_e}{G_e^2 + \vartheta_e^2}$$

Mit $\frac{G_e}{G_e^2 + \varrho_e^2} = r_e$ und $-\frac{\varrho_e}{G_e^2 + \varrho_e^2} = x_e$ ergibt sich:

$$\frac{1}{Y_e} = r_e + j \cdot x_e, \text{ also}$$

$$Z_e = \frac{1}{Y_e} = \frac{1}{28 - j \cdot 15} \approx \left(\frac{28}{1000} + j \cdot \frac{15}{1000}\right) \cdot 10^3\,\Omega = (28 + j \cdot 15)\,\Omega$$

Hiermit erhält man

$$\frac{1}{\omega C_6} = x_C = x_e + \sqrt{\frac{r_e}{G'_e} - r_e^2} = 15\,\Omega + \sqrt{\frac{28\,\Omega}{0{,}35 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{S}} - (28\,\Omega)^2} = 297\,\Omega$$

mit $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 93{,}5 \cdot 10^6$ Hz bedeutet das $C_6 = 5{,}6$ pF.

Leistungsverstärkung

Die (tatsächliche) Leistungsverstärkung V_L ist gegeben als Produkt aus dem Quadrat der Spannungsverstärkung V_S und dem Verhältnis des Eingangswiderstandes R_{eing} zum Lastwiderstand am Ausgang R_{last}

$$V_L = V_S^2 \cdot \frac{R_{eing}}{R_{last}}$$

R_{eing} Eingangswiderstand der verstärkenden Schaltung
R_{last} Eingangswiderstand der nachfolgenden Schaltung

Für den Vorverstärker ist: $V_{SHf} = 2{,}65$ $R_{eing} = 52\,\Omega$ $R_{last} = 35\,\Omega$

also

$$V_{LHf} = 2{,}65^2 \cdot \frac{52\,\Omega}{35\,\Omega} = 10{,}4 \quad \text{oder} \quad 10\ \text{dB}$$

Für die Mischstufe ist: $V_{SM} = 6{,}65$ $R_{eing} = 35\,\Omega$ $R_{last} = 50\,\Omega$

somit ist

$$V_{LM} = 6{,}65^2\ \frac{35\,\Omega}{50\,\Omega} = 30{,}5 \quad \text{oder} \quad 15\ \text{dB}$$

Daraus folgt als Gesamt-Leistungsverstärkung

$$V_L = 10{,}4 \cdot 30{,}5 \approx 316 \text{ oder rund } 25\ \text{dB}$$

Diese Leistungsverstärkung ist hier das Verhältnis der an einen 50-Ω-Widerstand (Nachbildung des Eingangs der folgenden Zf-Schaltung) abgegebenen Leistung zu der zugehörigen aus der 60-Ω- bzw. 240-Ω-Antenne aufgenommenen Leistung.

Stabilisierung der Oszillatorfrequenz gegen Temperaturschwankungen

Die Temperaturabhängigkeit wird hier mit dem Temperaturkoëffizienten des Kondensators C_{13} (Bild 1) kompensiert.

Man verwendet für eine orientierende Messung als C_{12} zunächst einen Kondensator mit bekanntem Kapazitäts-Temperaturkoëffizienten α_{C13} z. B. $= -470 \cdot 10^{-6}/°C$ und mißt den Temperaturkoëffizienten α_0 der Oszillatorfrequenz.

Es ergab sich hierfür $\alpha_0 = +115 \cdot 10^{-6}/°C$

Die Gesamtkapazität C_{ges} des Oszillatorkreises für Bandmitte beträgt 33 pF, wovon au C_{13} eine Kapazität von 20 pF entfällt.

Der Temperaturkoëffizient α_s aller Schaltmittel außer C_{13} ist also

$$\alpha_s = \frac{C_{ges} \cdot \alpha_0 - C_{13} \cdot \alpha_{C13}}{C_{ges} - C_{13}} = \frac{33 \cdot 115 - 20 \cdot (-470)}{33 - 20} \cdot 10^{-6}/°C = +1015 \cdot 10^{-6}/°C$$

Zur Frequenzstabilisierung muß sein

$$\alpha'_{C13} = -\alpha_s \cdot \frac{C_{ges} - C_{13}}{C_{13}} = -(1015/°C) \cdot \frac{33 - 20}{20} = -660 \cdot 10^{-6}/°C$$

Kondensatoren mit diesem α sind nach DIN nicht handelsüblich. Man wird deshalb eine Parallelschaltung von zwei Kondensatoren C_a und C_b verwenden.

Gewählt wird C_a gemäß DIN 41 376/75 mit $\alpha_a = -750 \cdot 10^{-6}/°C$

und C_b gemäß DIN 41 374 mit $\alpha_b = -470 \cdot 10^{-6}/°C$

aus α_a, α_b und C_{13} bekommt man C_a und C_b, wobei man in der Zahlenrechnung $-10 \cdot 10^{-6}/°C$ weglassen kann, folgendermaßen:

$$C_a = C_{13} \cdot \frac{\alpha_{C13} - \alpha_b}{\alpha_a - \alpha_b} = 20\ pF \cdot \frac{66 - 47}{75 - 47} \approx 14\ pF$$

Daraus folgt $C_b = C_1 - C_a = 20\ pF - 14\ pF = 6\ pF$

Hiermit ist die Frequenzstabilität zwischen -20 °C und $+50$ °C besser als ± 15 kHz

Beruhigung der Speisespannung

In manchen Fällen ist mit Rücksicht auf die notwendige Konstanz der eingestellten Oszillatorfrequenz eine zusätzliche Beruhigung erforderlich:

Eine in B-Betrieb arbeitende Gegentakt-Endstufe bewirkt bei schwankender Aussteuerung Schwankungen der Speisespannung. Diese dürfen sich auf den Oszillator nicht auswirken, weil sie die Oszillatorfrequenz beeinflussen würden. Das erfordert entsprechende Siebmittel zusätzlich zu C_{12} und L_8 (Bild 1). Als Beispiel sei angegeben, daß für eine Ausgangsleistung von 500 mW und eine Speisespannung von 6 V (4 Monozellen) ein Siebwiderstand von 10 Ω (in Reihe mit L_8) in Verbindung mit einem Kondensator von 500 µF (parallel zu C_{12}) eine ausreichende Beruhigung der Speisespannung des Oszillators ergeben.

Schaltteilliste zu Bild 1

Kondensatoren

C_1	keramischer Röhrchenkondensator RD 2 x 12	25	pF	
C_2	keramischer Röhrchenkondensator RD 2 x 12	40	pF	
C_3	keramischer Scheibchenkondensator HC SA 6 ø	300	pF	
C_{4a} / C_{4b}	Doppel-Drehkondensator	2 x (2...12)	pF	
C_5	keramischer Röhrchenkondensator RD 2 x 12	20	pF	
C_6	keramischer Scheibchenkondensator SA 6 ø	5	pF	
C_7	keramischer Scheibchenkondensator HC SA 8 ø	500	pF	
C_8	keramischer Röhrchenkondensator RD 2 x 12	5	pF	
C_9	Styroflexkondensator	40	pF	125 V=
C_{10}	Styroflexkondensator	1	nF	125 V=
C_{11}	keramischer Scheibchenkondensator HC SA 6 ø	300	pF	
C_{12}	keramischer Scheibchenkondensator HC SA 12 ø	2,5	nF	
C_{13}	Parallelschaltung aus C_a DIN 41 376/75 — N 750	14	pF	
	und C_b DIN 41 374 — N 470	6	pF	

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	500	Ω	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	25	kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	5	kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	500	Ω	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	40	kΩ	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand	5	kΩ	0,1 W

Spulen

		Kern	Wdg.	Material	
L_1	Antennen-Ankopplungsspule	M 6 GW 6/12 FR	2	0,4 CuLS	in L_2 gewickelt, gegebenenfalls gemäß Text
L_2	Eingangskreisspule	M 6 GW 6/12 FR	5	0,8 Cu versilbert	gemäß Text
L_3	Zwischenkreisspule	M 6 GW 6/12 FR	$2^1/_2$	0,8 Cu versilbert	
L_4	Phasenabgleichspule	M4 GW 4/12 FC-FU II	$3^1/_2$	0,6 Cu versilbert	
L_5	Oszillatorkreisspule	M 6 GW 6/12 FR	$2^1/_2$	0,8 Cu versilbert	
L_6	Eingangsspule des Zf-Übertragers	M4 GW 4/12 FC-FU II	30	10x0,04 CuLS	Lage über kaltem Ende von L_6
L_7	Ausgangsspule des Zf-Übertragers	M4 GW 4/12 FC-FU II	2	0,2 CuLS	
L_8	Drosselspule	Ferritstift 4 mm ø	30	0,2 CuLS	Lage unmittelbar auf Ferritstift

Kerne und Spulenkörper der Fa. Vogt u. Co. m. b. H.

Transistoren

T_1	Transistor	OC 615
T_2	Transistor	OC 615

Stabilisieren der Mischstufen-Speisespannung

Gemäß Bild 5 hängt die Oszillatorfrequenz von der Speisespannung der Mischstufe ab. Diese Abhängigkeit kann man durch lose Rückkopplung vermindern (für Rückkopplungskondensator C_8 in Bild 1 nur 3 pF) aber nicht beseitigen. Betreibt man einen volltransistorisierten Empfänger z. B. an einer Autobatterie, deren Spannung wegen des Wechsels zwischen Laden und Entladen stark schwankt, so muß daher die Speisespannung für die selbstschwingende UKW-Mischstufe stabilisiert werden.

In den Bildern 15 und 16 sind zwei diesbezügliche Prinzipschaltungen gezeigt. An den hierfür zusätzlich benötigten Stabilisierungstransistor T_2 werden keine speziellen Anforderungen gestellt. Man verwendet z. B. den Transistor OC 602. Die Stabilisierungszelle B_H puffert die über den Widerstand R_1 aus der Geräte- bzw. Autobatterie zur Verfügung gestellte Spannung und kann so zusätzlich zum Stabilisieren der Emitterströme weiterer im Gerät befindlicher Transistoren ausgenutzt werden. Bei etwas geringerer Anforderung an die Stabilisation kann man an Stelle der Stabilisierungszelle eine in Durchlaßrichtung vorgespannte Diode verwenden.

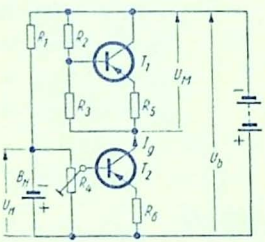


Bild 15

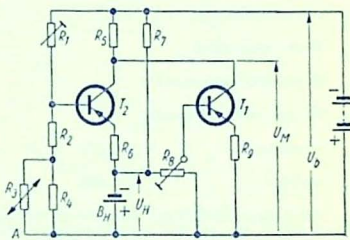


Bild 16

Wirkungsweise der Stabilisierungsschaltung nach Bild 15

In der Schaltung nach Bild 15 wird der Gesamtstrom I_g stabilisiert, der sich aus dem Emitterstrom des Mischstufen-Transistors T_1 und dem über R_2, R_3 gehenden Strom zusammensetzt. Dazu nutzt man aus:

1. daß der Collectorstrom eines Transistors (hier des Transistors T_2) für konstante Basis-Emitter-Spannung von der Collector-Speisespannung oberhalb der Collector-Restspannung an sich schon wenig abhängt, und

2. daß ein Emitterwiderstand eine stabilisierende Gleichstrom-Gegenkopplung bewirkt.

Zu gleichbleibendem Gesamtstrom I_g gehört eine ebenfalls weitgehend konstante Spannung U_M (Bild 15), wenn der Gleichstrom-Innenwiderstand des Mischstufentransistors nicht schwankt.

Der Stabilisierungstransistor T_2 fängt also die Änderungen der Speisespannung U_b ab. Die Spannung am Transistor T_2 und damit die Spannung U_M können mit dem Einstellwiderstand R_1 auf die gewünschten Werte gebracht werden. Da der Transistor T_2 erst

ab einem bestimmten Mindestwert der Collectorspannung (im vorliegenden Fall etwa 0,5 V) einen konstanten Collectorstrom liefert, muß die Speisespannung U_{b0}, bei der die Stabilisierung beginnt, um diese Mindestspannung größer sein als die Spannung U_M an der Mischstufe. Stellt man U_M z. B. auf 5 V ein, so beginnt die stabilisierende Wirkung daher erst ab einer Speisespannung $U_{b0} = 5{,}5$ V.

Die Mischstufe wird in der Schaltung nach Bild 15 mit konstantem Strom versorgt. Daher wirken sich auf U_M Veränderungen des Gleichstrom-Innenwiderstandes der Mischstufe aus, wie sie sich beim Auswechseln des Transistors T_1 ergeben können. In einem solchen Fall ist deshalb gegebenenfalls die Spannung U_M mit dem Einstellwiderstand R_1 passend zu wählen.

Schaltteilliste zu Bild 15

R_1	Schichtwiderstand	1,6 kΩ	0,1	W
R_2	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,1	W
R_3	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,1	W
R_4	Einstellwiderstand	2 kΩ	0,1	W
R_5	Kupferdrahtwiderstand [1])	500 Ω	0,1	W
R_6	Kupferdrahtwiderstand [1])	200 Ω	0,1	W
T_1	Transistor OC 615			
T_2	Transistor OC 602			
B_{II}	Stabilisierungszelle Typ 1,5/10 (Firma Neumann, Heilbronn)			

[1]) mit Schichtwiderständen ergäben sich insbesondere für den Collectorstrom des Mischstufentransistors, aber auch etwas für die Spannung U_M stärkere Abhängigkeit von der Temperatur.

Wirkungsweise der Stabilisierungsschaltung nach Bild 16

In der Schaltung nach Bild 16 wird ein Teil der Speisespannung U_b für die Basis des Stabilisierungstransistors T_2 von einem Spannungsteiler abgegriffen. Demgemäß steigt z. B. bei zunehmender Speisespannung U_b der Collectorstrom des Transistors T_2 an. Die Folge ist eine Zunahme der auf den Widerstand R_5 entfallenden Spannung. So ist es möglich, zu erreichen, daß die Spannung U_M unabhängig von der Zunahme der Speisespannung U_b konstant bleibt.

Um mit den Collectorstromänderungen des Transistors T_2 den Einfluß der Speisespannungsschwankungen auf die Spannung U_M verhindern zu können, muß man in die Emitterleitung eine Stabilisierungszelle legen, deren Spannung U_{II} praktisch konstant bleibt. Die Spannung der Basis des Transistors T_2 gegen den Punkt A stellt man mit Hilfe des Spannungsteilers R_1, R_2 ein.

Die Regelsteilheit der Schaltung hängt außer von der Hilfsbatteriespannung U_H und dem Wert des Widerstandes R_5 auch von dem Wert des gegenkoppelnden Emitterwiderstandes R_6 ab. Sie kann damit leicht beeinflußt werden. Die Mischtransistor-Speisespannung U_M wählt man mit dem Einstellwiderstand R_1. Die Basisvorspannung für T_1 wird vom Einstellwiderstand R_8 abgenommen.

Schaltteilliste zu Bild 16

R_1	Einstellwiderstand	5 kΩ	0,1	W
R_2	Schichtwiderstand	1,2 kΩ	0,1	W
R_3	Heißleiter ($b/°K = 3000$)	2,2 kΩ		
R_4	Schichtwiderstand	1,5 kΩ	0,1	W
R_5	Schichtwiderstand [1])	500 Ω	0,1	W
R_6	Schichtwiderstand	70 Ω	0,1	W
R_7	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,1	W
R_8	Einstellwiderstand	2 kΩ	0,1	W
R_9	Schichtwiderstand	500 Ω	0,1	W
T_1	Transistor OC 615			
T_2	Transistor OC 602			

[1]) Der Widerstand R_5 soll so hoch wie möglich gewählt werden, um größtmögliche Stabilisierung bei kleinster Stromaufnahme des Transistors T_2 zu erhalten. Hierzu gilt:

$$R_{5opt} = \frac{U_{b0} - U_M}{I},$$ worin bedeuten:

B_H	Stabilisierungszelle Typ 1,5/10 (Firma Neumann, Heilbronn)
U_{b0}	Gesamt-Speisespannung, bei der die Stabilisierung einsetzen soll,
U_M	stabilisierte Speisespannung für die selbstschwingende Mischstufe,
I	Stromaufnahme der selbstschwingenden Mischstufe.

Beispiel: Zu $U_{b0} = 5{,}5$ V, $U_M = 5$ V und $I = 0{,}9$ mA (Collector-Ruhestrom des Mischstufentransistors) gilt: $R_{5opt} = 555\,\Omega$.

In der Schaltung nach Bild 16 dient, wie für Transistor-Endstufen üblich, zum Stabilisieren des Collector-Ruhestromes des Transistors T_2 ein Heißleiter. Dieser Heißleiter ist hier unbedingt erforderlich, da sich hier im Gegensatz zu der Schaltung gemäß Bild 15 die Temperatureinflüsse auf U_M nicht entgegenwirken.

Vergleich beider Schaltungen

Mit beiden Schaltungen läßt sich etwa gleiche Stabilisierung erreichen.

Die Schaltung nach Bild 15 wird vorzugsweise dort eingesetzt, wo die Mischstufe allein gegen Schwankungen der Speisespannung stabilisiert werden soll und es auf möglichst geringe Stromentnahme aus der Speisebatterie ankommt (z. B. in Kofferempfängern mit eigener Speisebatterie).

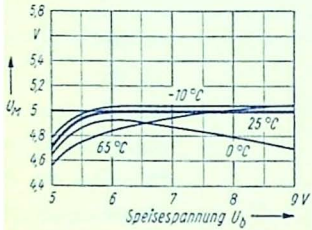


Bild 17

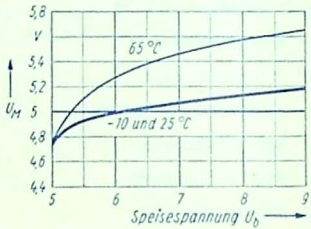


Bild 18

Die Schaltung nach Bild 16, die einen etwas höheren Aufwand erfordert (Heißleiter), ist besonders für Autoempfänger vorgesehen. Die Wirksamkeit der Stabilisierung von U_M ist für die Schaltungen nach Bild 15 und 16 an Hand der **Bilder 17** (zu der Schaltung nach Bild 15) und **18** (zu der Schaltung nach Bild 16) dem Bild 5 zu entnehmen. Für $U_b = 5{,}5 \ldots 7{,}5$ V schwankt die stabilisierte Spannung U_M bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C

in der Schaltung nach Bild 15 gemäß Bild 17 um 0,15 V, wozu $\Delta f_0 \approx 10$ kHz

in der Schaltung nach Bild 16 gemäß Bild 18 um 0,05 V, wozu $\Delta f_0 \approx 4$ kHz

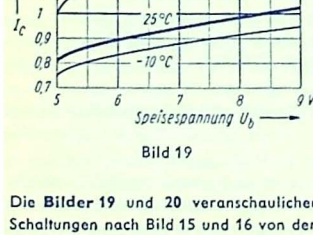


Bild 19

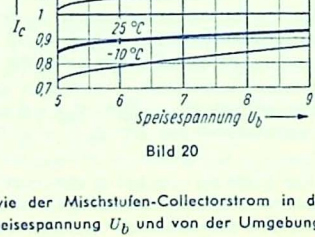


Bild 20

Die **Bilder 19** und **20** veranschaulichen, wie der Mischstufen-Collectorstrom in den Schaltungen nach Bild 15 und 16 von der Speisespannung U_b und von der Umgebungstemperatur abhängt.

Zf-Verstärker für 10,7 MHz und 470 kHz mit Transistoren

Die Treiberstufe des Ratiodetektors ist auf Seite 261 behandelt.

Vergleich zwischen Basis- und Emitterschaltung

Ein Zf-Verstärker für 10,7 MHz läßt sich in Emitter- oder in Basisschaltung ausführen. Zunächst sieht es aus, als sei die Basisschaltung für den 10,7-MHz-Verstärker allein das Gegebene. Die Basisschaltung ergibt zwar bei gleicher Bandbreite und gleichen Kreiskapazitäten geringere Stufenverstärkung als die Emitterschaltung. Dafür arbeitet die Basisschaltung stabiler. Die Transistor-Exemplarstreuungen wirken sich in ihr weniger stark auf den Eingangswiderstand aus als in der Emitterschaltung. Die Rückwirkungskapazität beträgt für die Basisschaltung ungefähr ein Fünftel des Wertes, der für die Emitterschaltung in Frage kommt. Der Schwingsicherheitsfaktor liegt also im Prinzip fünfmal so hoch.

Doch kann man bei gleicher Spannungsverstärkung je Stufe in der Emitterschaltung den Transistoreingang an den vorangehenden Kreis so lose ankoppeln, daß man damit

1. eine weit bessere Nachbarkanalselektion (Abschwächung 88 : 1 gegen 13 : 1 mit der Basisschaltung, jeweils für das gesamte Gerät) erreicht,
2. die Auswirkung der Transistor-Exemplarstreuungen erheblich herabsetzt und
3. die Neutralisation der Rückwirkungskapazität erleichtert.

In der Praxis verwendet man bei dieser Sachlage sowohl Emitter- wie Basisschaltung.

Die erforderliche Zf-Verstärkung

Der UKW-Baustein gemäß Seite 234 liefert bei 1 µV Signalspannung am 60-Ohm-Eingang eine Zf-Spannung von etwa 16 µV an den Eingang eines Zf-Verstärkers, der 50 Ω Eingangswiderstand hat. Die Treiberstufe des Ratiodetektors (nach Seite 261) verlangt eine Eingangsspannung von ungefähr 1,5 mV. Der Zf-Verstärker muß unter diesen Umständen die Spannung etwa 100fach verstärken. Dazu dienen zwei Transistorstufen mit je zehnfacher Stufenverstärkung. Diese ist mit Drifttransistoren AF 105 sowohl in Basisschaltung wie auch in Emitterschaltung annähernd zu erreichen.

Zweistufiger Verstärker in Basisschaltung (Bild 1)

Das Zf-Eingangssignal wird von der Auskopplungswicklung des UKW-Bausteines über den Kondensator C_1 dem Emitter des Transistors T_1 zugeführt. Hierbei sind Auskopplungswicklung und Kondensator C_1 so bemessen, daß im UKW-Baustein die für seinen Ausgangskreis gewünschte Zf-Bandbreite erreicht wird. Die Basis von T_1 liegt über C_3 für Hf an Masse. Die Widerstände R_1, R_2 und R_3 dienen zum Einstellen des Emitterstromes auf 0,5 mA und zum Stabilisieren dieses Stromes gegen den Einfluß von Temperaturschwankungen.

Der Collector von T_1 ist über den Widerstand R_4, der zum Abschwächen der Auswirkung der Collectorkapazitäts-Schwankungen dient (siehe Seite 262), an das erste Zf-Bandfilter geschaltet. Dessen Primärkreis besteht aus dem Teil 2—3 von L_1 und der Summe aus C_5 und der transformierten Transistor-Ausgangskapazität. Der Sekundärkreis (L_2 und C_6) ist mit dem Primärkreis magnetisch gekoppelt. Die Zf-Spannung wird über L_3 ausgekoppelt und über C_7 dem Emitter der nachfolgenden Stufe zugeführt.

Zum Neutralisieren des Rückwirkungsleitwertes wird dem Emitter aus dem Teil 1 – 2 von L_1 über die Neutralisationskapazität C_2 eine der Collectorwechselspannung gegenphasige Spannung zugeführt. Auf ein Neutralisieren des Realteiles vom Rückwirkungsleitwert kann in der Basisschaltung verzichtet werden. Die Drossel L_7 dient in Verbindung mit dem Kondensator C_4 zum Entkoppeln gegenüber der Gleichspannungsquelle.
Die zweite Zf-Stufe ist gleichartig aufgebaut.

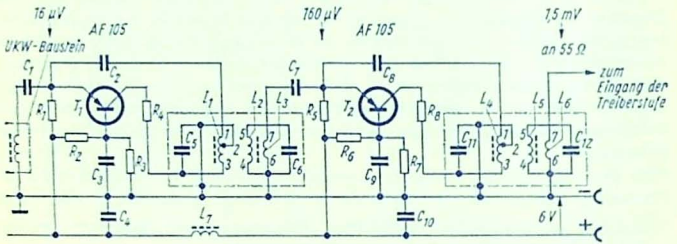


Bild 1

Die Spannungsverstärkung des Zf-Verstärkers bei Abschluß mit dem Eingang des Treibertransistors (Eingangswiderstand 55 Ω) ist vom Emitter des Transistors T_1 bis zum Emitter des Treibertransistors etwa 80fach. Die Gesamtbandbreite einschließlich des Zf-Einzelkreises im UKW-Baustein (siehe Seite 234) beträgt 280 kHz. Die Abschwächung eines um 300 kHz von der Mittenfrequenz abweichenden Trägers ist ungefähr 13fach. **Bild 3** zeigt die Abschwächungskurven für den Einzelkreis, für ein Bandfilter und für den gesamten Zf-Verstärker (Berechnung siehe Seite 253).

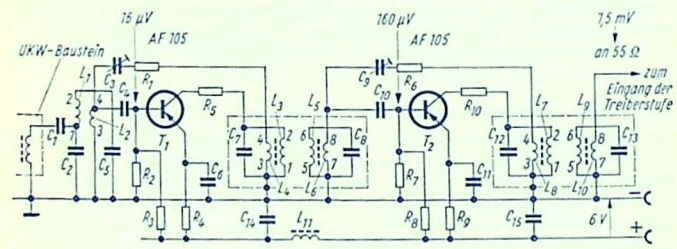


Bild 2

Zweistufiger Verstärker in Emitterschaltung (Bild 2)

Der Ausgangskreis des UKW-Bausteins, dessen Auskopplungswicklung in **Bild 2** eingezeichnet ist, wird mit dem über C_1 angekoppelten Kreis (L_1 und C_2 in Reihe mit C_3) zu einem Bandfilter erweitert. Dessen Ausgangsspannung wird an L_2 entnommen und der Basis des Transistors T_1 über C_4 zugeführt. Der Emitter von T_1 ist über C_6 für Hf geerdet. Mit den Widerständen R_2, R_3 und R_4 wird der Emitterstrom eingestellt und seine

Temperaturabhängigkeit kompensiert. Der Widerstand R_5 schwächt das Auswirken der Schwankungen der Collectorkapazität ab.

Das zwischen T_1 und T_2 angeordnete Bandfilter besteht aus dem Primärkreis L_3 und C_7 und dem Sekundärkreis L_5 und C_8. Beide Kreise sind magnetisch gekoppelt. Die Zf-Spannung wird an L_6 entnommen und über C_{10} der Basis des Transistors T_2 zugeführt. Zur Neutralisation des Rückwirkungsleitwertes von T_1 wird der Basis von der Hilfswicklung L_1 eine Gegenspannung über R_1 und C_3 zugeführt.

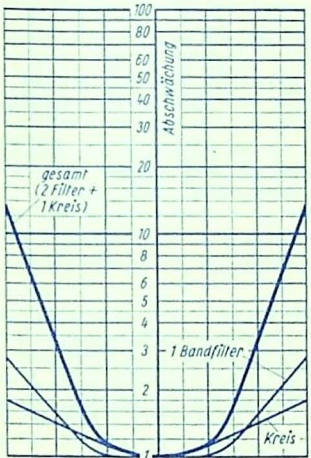


Bild 3

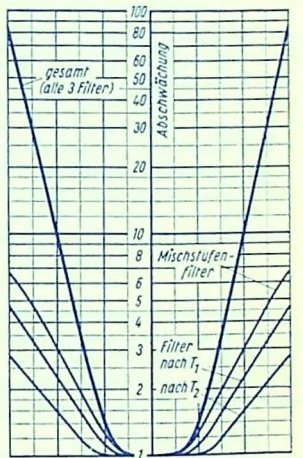


Bild 4

Die Spannungsverstärkung bei Abschluß des Zf-Verstärkers mit dem Eingang des Treibertransistors (Eingangswiderstand 55 Ω) ist von der Basis des Transistors T_1 bis zum Emitter des Treibertransistors rund 90fach. Die Gesamtbandbreite, einschließlich des Filters zwischen dem UKW-Baustein und dem Transistor T_1 beträgt ungefähr 200 kHz. Die Abschwächung eines um 300 kHz von der Mittenfrequenz (10,7 MHz) abweichenden Trägers ist etwa 88fach. **Bild 4** zeigt, im Vergleich zu **Bild 3**, das zur Basisschaltung gehört, die Abschwächungskurven der einzelnen Filter und des gesamten Verstärkers. Berechnung siehe Seite 253.

Die Frage der Regelung

Auf eine Regelung des Zf-Verstärkers für 10,7 MHz wird in beiden Schaltungen verzichtet, weil diese in Zf-Verstärkern für frequenzmodulierte Signale nicht erforderlich ist. Der Einfluß einer möglichen Übersteuerung des Verstärkers auf die Arbeitsweise

der Schaltung wird durch die Entkopplungswiderstände (R_4 und R_8 in Bild 1 und R_5 und R_{10} in Bild 3) (siehe Ratiodetektor mit Transistor-Treiberstufe, Seite 261) ausreichend klein gehalten.

Kombinierter Zf-Verstärker

In Rundfunkempfängern mit Mittel-, Lang- und Kurzwelle sowie mit UKW benötigt man Zf-Verstärker für 470 kHz und 10,7 MHz. Für beide Zwischenfrequenzen muß neutralisiert werden.

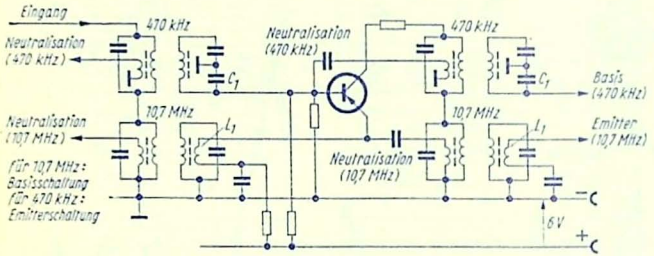


Bild 5

Ein Umschalten der Neutralisationszweige bei Wechsel der Zf würde die Stabilität des gesamten Verstärkers auf Grund der Kapazitäten des Schalters und der Zuleitung verschlechtern. Deshalb ist hier das Umschalten der Neutralisationszweige vermieden (**Bilder 5** und **6**). Für jede der beiden Zwischenfrequenzen ist ein besonderer Neutralisationszweig vorhanden. Durch entsprechenden Anschluß dieser Zweige an den Eingang des Transistors ist

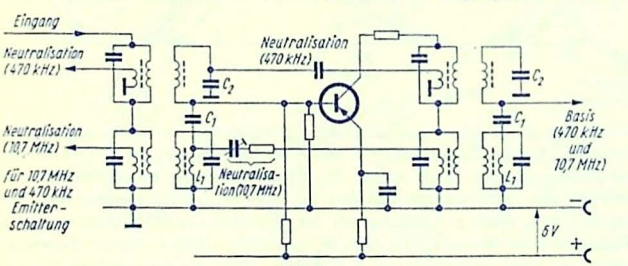


Bild 6

jeweils der Zweig für die nicht durch ihn zu neutralisierende Frequenz an einen für diese Frequenz kalten Punkt der Schaltung gelegt. Dadurch sind gegenseitige Abhängigkeiten vermieden. So können die Neutralisationszweige unabhängig voneinander eingestellt werden. Der kombinierte Zf-Verstärker wird für jede Frequenz gesondert nach den auf Seite 253 gegebenen Gleichungen (Formeln für Zf-Verstärker mit Transistoren) berechnet.

Prinzipschaltbild für 10,7 MHz (Basisschaltung) und 470 kHz (Emitterschaltung) Bild 5

Die Ankopplungswicklung L_1 für 10,7 MHz (1 oder 2 Windungen) stellt für 470 kHz einen Kurzschluß dar. Die Kapazität C_1 dient bei 470 kHz zum Anpassen des Transistor-Eingangswiderstandes an den Sekundärkreis des 470-kHz-Bandfilters. Mit dieser in dem Schwingkreis für 470 kHz liegenden Kapazität C_1 von etwa 10 nF ist die Basis des Transistors für 10,7 MHz an Masse gelegt.

Prinzipschaltbild für 10,7 MHz sowie 470 kHz (Emitterschaltung) Bild 6

Durch die Reihenschaltung der Ankopplung wicklung L_1 für 10,7 MHz (1 oder 2 Windungen) mit der im Schwingkreis für 470 kHz liegenden Kapazität C_1 (ca. 10 nF) wird die Spannung für beide Frequenzen der Basis des Transistors zugeführt. Die Neutralisationsspannung für 10,7 MHz wird unmittelbar an die Wicklung L_1 gelegt. Diese stellt für 470 kHz einen Kurzschluß dar, womit der Neutralisationszweig für 10,7 MHz in bezug auf 470 kHz mit Masse verbunden ist. Die Neutralisationsspannung für 470 kHz wird dem Hochpunkt des 470-kHz-Basis-Resonanzkreises zugeführt. Hierbei sind Collectorkreiswicklung und Neutralisationswicklung gleichsinnig gepolt, weil die Phase im Basis-Resonanzkreis gedreht wird. Für 10,7 MHz ist dieser Neutralisationszweig unwirksam. Dafür bedeuten nämlich C_2 einen sehr kleinen und die Kreisinduktivität einen sehr großen Widerstand.

Schaltteilliste zu Bild 1

Kondensatoren

C_1, C_7	Styroflexkondensatoren	400	pF	125 V=
C_2, C_8	Keramikkondensatoren, Scheibchen	5	pF	
C_3, C_9	Keramikkondensatoren, HC Scheibchen	10	nF	
C_4, C_{10}	Keramikkondensatoren, HC Scheibchen	2,5	nF	
C_5, C_{11}	Styroflexkondensatoren	15	pF	125 V=
C_6, C_{12}	Styroflexkondensatoren	30	pF	125 V=

Widerstände

R_1, R_5	Schichtwiderstände	1	kΩ	0,1 W
R_2, R_6	Schichtwiderstände	5	kΩ	0,1 W
R_3, R_7	Schichtwiderstände	30	kΩ	0,1 W
R_4, R_8	Schichtwiderstände	250	Ω	0,1 W

Wicklungen (zu L_1 ... L_6 Bild 7)

Spule	Anschlüsse	Wdg.	Material	Ausführung		Kern
L_1, L_4	1—2	4	3×0,05 CuLS	Lage	Bandfilter F 2 F	GW 4/13×0,5 FCl
	2—3	47	3×0,05 CuLS	Lage		
L_2, L_5	4—5	38	10×0,04 CuLS	Lage		GW 4/13×0,5 FCl
L_3, L_6	6—7	2	0,2 CuLS	Lage		
L_7		30	0,2 CuLS	Lage auf Ferritstift 4 mm ø		

Kerne und Spulenbauteile von Fa. Vogt u. Co. m. b. H.

Transistoren

T_1	Transistor AF 105
T_2	Transistor AF 105

Schaltteilliste zu Bild 2

Kondensatoren

C_1	Styroflexkondensator	150	pF	150 V=
C_2	Styroflexkondensator	500	pF	150 V=
C_3, C_9	Trimmerkondensatoren	5...45	pF	
C_4, C_6, C_{10}, C_{11}	Keramikkondensatoren, HC Scheibchen	10	nF	
C_5, C_{13}	Styroflexkondensatoren	30	pF	150 V=
C_7, C_8, C_{12}	Styroflexkondensatoren	15	pF	150 V=
C_{14}, C_{15}	Keramikkondensatoren, HC Scheibchen	2,5	nF	

Widerstände

R_1, R_6	Schichtwiderstand	30	Ω	0,1 W
R_2, R_7	Schichtwiderstand	30	kΩ	0,1 W
R_3, R_8	Schichtwiderstand	5	kΩ	0,1 W
R_4, R_9	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_5, R_{10}	Schichtwiderstand	250	Ω	0,1 W

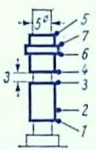


Bild 7

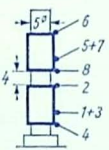


Bild 8

Wicklungen (zu L_3 ... L_{10} **Bild 8**)

Spule	Anschlüsse	Wdg.	Material	Ausführung		Kern
L_1	1—2	38	10×0,05 CuLS	Lage	Kreis F 2 F	GW 4/13×0,5 FCI
L_2	3—4	2	0,2 CuL	Lage	Kreis F 2 F	GW 4/13×0,5 FCI
L_3	1—2	47	3×0,05 CuLS	Lage	Bandfilter F 2 F	GW 4/13×0,5 FCI
L_4	3—4	4	3×0,05 CuLS	Lage	Bandfilter F 2 F	GW 4/13×0,5 FCI
L_5	5—6	47	3×0,05 CuLS	Lage	Bandfilter F 2 F	GW 4/13×0,5 FCI
L_6	7—8	1	3×0,05 CuLS	Lage	Bandfilter F 2 F	GW 4/13×0,5 FCI
L_7	1—2	47	3×0,05 CuLS	Lage	Bandfilter F 2 F	GW 4/13×0,5 FCI
L_8	3—4	4	3×0,05 CuLS	Lage	Bandfilter F 2 F	GW 4/13×0,5 FCI
L_9	5—6	38	10×0,04 CuLS	Lage	Bandfilter F 2 F	GW 4/13×0,5 FCI
L_{10}	7—8	2	10×0,04 CuLS	Lage	Bandfilter F 2 F	GW 4/13×0,5 FCI
L_{11}		30	0,2 CuLS	Lage auf Ferritstift 4 mm ø		

Kerne und Spulenbauteile von Fa. Vogt u. Co. m. b. H.

Transistoren

T_1	Transistor	AF 105
T_2	Transistor	AF 105

Formeln für Zf-Verstärker mit Transistoren

Berücksichtigt werden hier Zf-Verstärker mit Einzelkreisen, Zf-Verstärker mit Bandfiltern sowie solche mit einem Einzelkreis und mit Bandfiltern.

Die **kritische Kopplung** (auch **Grenzkopplung** genannt) ist durch den flachen Verlauf der Bandfilter-Kurvenkuppe gekennzeichnet.

Für die Bandfilter ist durchweg **transitionale Kopplung**, d. h. kritische Kopplung bei ungleicher Dämpfung der beiden Kreise vorausgesetzt.

Bei **optimaler Kopplung** wird für die Mittenfrequenz das Höchstmaß an Leistung übertragen.

Bei Bandfiltern mit gleicher Dämpfung beider Kreise stimmen kritische Kopplung und optimale Kopplung überein.

Für Bandfilter mit ungleicher Dämpfung der beiden Kreise stimmen die kritische Kopplung, die hier transitionale Kopplung genannt wird, und die optimale Kopplung nicht miteinander überein.

Formelzeichen

A Abschwächung des Signals mit einer Frequenz f gegen das Signal mit der Mittenfrequenz f_0. Die an A als Index angefügte Zahl bedeutet hier den Abstand von f_0 in kHz der Resonanzfrequenz bzw. Mittenfrequenz.

Betriebsbandbreite eines Einzelkreises, also Bandbreite in der Schaltung mit den durch sie und den Aufbau bedingten Zusatzdämpfungen

b_0 Leerlaufbandbreite eines Einzelkreises (Einzelkreis allein)

b_1 Betriebsbandbreite des Primärkreises

b_2 Betriebsbandbreite des Sekundärkreises

b_i zusätzliche Bandbreite $b_i = (G_i + G'_p) : (2 \cdot \pi \cdot C)$

B Betriebsbandbreite eines transitional gekoppelten Filters

B_{ges} Bandbreite des gesamten Verstärkers

C Gesamtkapazität eines Einzelkreises

C_1 Gesamtkapazität des Primärkreises

C_2 Gesamtkapazität des Sekundärkreises

C_{opt} Gesamtkapazität für optimale Verstärkung einer Stufe mit Einzelkreis

C_{1opt} Gesamt-Primärkreiskapazität für optimale Verstärkung einer Stufe mit transitional gekoppeltem Bandfilter

C_a Ausgangskapazität eines Transistors im Arbeitspunkt

C_N Neutralisationskapazität

$C_{rü}$ Rückwirkungskapazität eines Transistors im Arbeitspunkt

d	Dämpfung $= b/f_0$
f	Frequenz
f_0	Resonanzfrequenz bzw. Mittenfrequenz
Δf	Differenz $f - f_0$ (jeweilige Frequenz f, Resonanz- bzw. Mittenfrequenz f_0)
G_i	Realteil des Innenleitwertes des neutralisierten Transistors im Arbeitspunkt $\approx 1/_k R_i$
G'_p	transformierter Realleitwert des Entkopplungswiderstandes R_{kp} (siehe Seite 262)
k_{opt}	Kopplungsfaktor für optimale Kopplung
k_{tr}	Kopplungsfaktor für transitionale Kopplung (kritische Kopplung bei ungleicher Dämpfung beider Kreise)
L	Kreisinduktivität
n	Anzahl gleicher Stufen
R_e	Kehrwert des Realteils des Eingangsleitwertes der nachgeschalteten, neutralisierten Stufe ($R_e \approx {}_k R_e$)
R_{kp}	Entkopplungswiderstand zwischen Collector und Eingang des Bandfilters oder Einzelkreises (siehe Seite 262)
S	Steilheit im Arbeitspunkt, $\lvert S \rvert$ Betrag dieser Steilheit
S_c	Mischsteilheit im Arbeitspunkt
$\ddot{u}_N$	Übersetzungsverhältnis der Primärwicklung zur Neutralisationswicklung
$\ddot{u}_a$	Übersetzungsverhältnis der Kreiswicklung zur Koppelwicklung an den Eingang der nachfolgenden Stufe
V_0	Stufen-Spannungsverstärkung bei Resonanz
Y_N	Neutralisationsleitwert $\approx \omega_0 \cdot C_N$
$Y_{r\ddot{u}}$	Rückwirkungsleitwert des Transistors im Arbeitspunkt $\approx \omega_0 \cdot C_{r\ddot{u}}$
ω_0	Kreisfrequenz bei Resonanz
Ω	normierte Verstimmung (siehe [8 F] und TELEFUNKEN-Laborbuch Band I Seite 145)

Formeln für Einzelkreise

$$V_0 = |S| \cdot \sqrt{\frac{R_e}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot b} \cdot \left(1 - \frac{b_0 + b_i}{b}\right)} \qquad (1K)$$

$$C_{opt} = \frac{G_i + G'_p}{\pi \cdot (b - b_0)} \qquad (2K)$$

$$B_{ges} = b \cdot \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} \qquad (3K)$$

$$d_a = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot [b - (b_0 + b_i)] \cdot R_e}} \tag{4K}$$

$$A = \sqrt{1 + \Omega^2} \qquad \Omega \text{ aus } (6K) \tag{5K}$$

$$\Omega = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \cdot \frac{f_0}{b} \approx \frac{2 \cdot \Delta f}{b} \tag{6K}$$

Formeln für transitional gekoppelte Zweikreisbandfilter

Der Begriff der transitionalen Kopplung ist auf Seite 253 erklärt.

$$V_0 \approx \frac{|S|}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_e}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot b_1 \left(1 - \frac{b_0}{b_2}\right)}} \tag{1F}$$

sofern für das Verhältnis der Bandbreiten gilt: $0{,}4 < \frac{b_1}{b_2} < 2{,}5$

$$C_{1opt} = \frac{G_1 + G'_p}{\pi \cdot \left(B \cdot \sqrt{2} - 2 \cdot b_0\right)} \tag{2F}$$

$$B = \frac{b_1 + b_2}{\sqrt{2}} \text{ oder } b_2 = B \cdot \sqrt{2} - b_1 \tag{3F}$$

$$b_1 = b_0 + \frac{G_i + G'_p}{2 \cdot \pi \cdot C_1} \tag{4F}$$

$$B_{ges} = B \cdot \sqrt[4]{\sqrt{n} - 1} \tag{5F}$$

$$d_a = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot (b_2 - b_0) \cdot R_e}} \tag{6F}$$

$$A = \sqrt{1 + \frac{\Omega^4}{\left[1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{b_1}{b_2} + \frac{b_2}{b_1}\right)\right]}} \qquad \Omega \text{ aus } (8F) \tag{7F}$$

$$\Omega = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \cdot \frac{f_0}{\sqrt{b_1 \cdot b_2}} \approx \frac{2 \cdot \Delta f}{\sqrt{b_1 \cdot b_2}} \tag{8F}$$

$$d_1 = \frac{b_1}{f_0} \qquad d_2 = \frac{b_2}{f_0} \tag{9F}$$

$$k_{opt} = \sqrt{d_1 \cdot d_2} = \frac{1}{f_0} \cdot \sqrt{b_1 \cdot b_2} \qquad (10F)$$

$$k_{tr} = \sqrt{\frac{d_1^2}{2} + \frac{d_2^2}{2}} = \frac{1}{f_0} \cdot \sqrt{\frac{b_1^2}{2} + \frac{b_2^2}{2}} \qquad (11F)$$

für $d_1 = d_2 = d$ und damit für $b_1 = b_2 = b$ gilt:

$$k_{opt} = k_{tr} = d = \frac{b}{f_0}$$

für $d_1 \neq d_2$ ist stets

$$k_{tr} > k_{opt}$$

Formeln sowohl für Einzelkreise wie auch für Zweikreisbandfilter

$$G'_p \approx \frac{R_{kp}}{R_{kp}^2 + \left(\frac{1}{\omega_0 \cdot C_a}\right)^2} \qquad \left(\text{wenn } {}_kR_i \gg \frac{1}{\omega_0 \cdot C_a}\right) \qquad (1)$$

$$|\ddot{u}_N| = \frac{|Y_N|}{|Y_{r\ddot{u}}|} \qquad (2)$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \qquad (3)$$

Für einen Verstärker mit n untereinander gleichen Zweikreisbandfiltern und einem Einzelkreis (Gesamtbandbreite B_{ges} des Verstärkers und Einzelkreis-Bandbreite b) wird die Bandfilter-Betriebsbandbreite B so berechnet:

$$B = \frac{B_{ges}}{\sqrt[4]{\sqrt[n]{\frac{2}{1 + \left(\frac{B_{ges}}{b}\right)^2} - 1}}} \qquad (4)$$

Beispiel: Zf-Verstärker in Basisschaltung im Prinzip nach Bild 1, Seite 248

Für die Berechnung sind gegeben: $f_0 = 10{,}7$ MHz, $b = 400$ kHz
sowie Daten und Arbeitspunkt der Transistoren OC 615 und AF 105. Für den Transistor

AF 105 ist bei 10,7 MHz der Rückwirkungsleitwert $Y_{r\ddot{u}}$ etwa gleich $\omega \cdot C_{r\ddot{u}}$. Daher kann man hierzu an Stelle (2) setzen:

$$|\ddot{u}_N| \approx \ddot{u}_N \approx \frac{C_N}{C_{r\ddot{u}}} \tag{5}$$

Es werden gewählt: Transitionale Kopplung der Filter, außerdem:

B_{ges} = 250 kHz
b_0 = 120 kHz (bei Aufbau nach Bild 7, Seite 252)
R_{kp} = 250 Ω (Erfahrungswert)
C_2 = 32 pF (frei wählbar)
C_N = 5 pF (so zu wählen, daß $\ddot{u}_N \geqq 10$)

Daraus werden in folgender Reihenfolge berechnet:

B	nach	(4)	$\ddot{u}_a$	nach	(6F)
G_p	nach	(1)	V_0	nach	(1F)
$C_{1\,opt}$	nach	(2F)	$\ddot{u}_N$	nach	(5)
b_1	nach	(4F) mit $C_1 = C_{1\,opt}$	Ω	nach	(6K) bzw. (8F)
b_2	nach	(3F)	A_{300}	nach	(5K) bzw. (7F)

Die Zahlenwerte sind in Tabelle II zusammengestellt

Beispiel: Zf-Verstärker in Emitterschaltung im Prinzip nach Bild 2, Seite 248

Ein Verstärker für f_0 = 10,7 MHz mit Transistoren in Emitterschaltung wird meistens nicht auf optimale Stufenverstärkung dimensioniert, weil sonst die Neutralisation der Stufe sehr kritisch wird. Man wählt daher die Stufenverstärkung V_0 etwa so groß wie die in Basisschaltung. Damit ergibt sich eine wesentlich bessere 300-kHz-Selektion (größere Abschwächung A_{300}) als in Basisschaltung.

Für die Dimensionierung der 1. ZF-Stufe dieses Verstärkers sei gegeben:

f_0 = 10,7 MHz, sowie Daten und Arbeitspunkt der Transistoren OC 615 und AF 105.

Es werden gewählt: Transitionale Kopplung der Filter, außerdem:

V_0 = 10
b_0 = 120 kHz (zu Aufbau nach Bild 8, Seite 252)
R_{kp} = 250 Ω (Erfahrungswert)
C_1 = 17 pF (frei wählbar, meistens jedoch dieselbe Kapazität $C_{1\,opt}$ wie in Basisschaltung)
C_2 = 17 pF (frei wählbar)
C_N = 30 pF (so zu wählen, daß $\ddot{u}_N \geqq 10$).

Daraus werden in folgender Reihenfolge **berechnet:**

G'_p	nach	(1)	$\ddot{u}_a$	nach	(6F)
b_1	nach	(4F)	$\ddot{u}_N$	nach	(5)
b_2	nach	(1F)	Ω	nach	(8F)
B	nach	(3F)	A_{300}	nach	(7F)

Die zweite Zf-Stufe in Emitterschaltung hat die gleichen Werte wie die erste Zf-Stufe in Basisschaltung, da der Eingangswiderstand R_e der nachfolgenden Treiberstufe unabhängig von der Schaltungsart des Zf-Verstärkers (hier 55 Ω) ist (siehe Seite 263). Die berechneten Zahlenwerte sind in Tabelle II zusammengestellt. Die Bandbreite des gesamten Verstärkers läßt sich jedoch **nicht** nach einer der hier angegebenen Gleichungen berechnen, da die einzelnen Filter voneinander verschiedene Durchlaßkurven haben. Die Kurve für die Gesamtabschwächung ergibt sich entsprechend Bild 4 (Seite 249) durch Multiplikation der nach (7F) berechneten Abschwächungswerte der einzelnen Filter.

Tabelle I: Kennwerte des Transistors AF 105

Die folgenden Kennwerte gelten für Emitterstrom = 0,5 mA, Betriebsspannung = 6 V, Arbeitsfrequenz = 10,7 MHz.

Kenngröße	Basisschaltung	Emitterschaltung
$_kR_e$	55 Ω	400 Ω (ungefähr)
$_kR_i$	110 kΩ	110 kΩ
C_a	2,5 pF	2,5 pF
$\lvert S \rvert$	18 mA/V	18 mA/V
$C_{r\ddot{u}}$	0,4 pF	2 pF

Tabelle II: Ergebnisse

Mischstufe, Kenndaten des Transistors OC 615 bei 10,7 MHz siehe UKW-Baustein mit zwei Transistoren OC 615, Seite 234.

Verstärker:	im Prinzip nach Bild 1 Seite 248, Basisschaltung	im Prinzip nach Bild 2 Seite 248, Emitterschaltung
C_1 (bzw. C)	— 42 pF	— 42 pF
b_1 (bzw. b)	— 400 kHz	(4F) 185 kHz
C_2	— —	— 32 pF
b_2	— —	(1F) 144 kHz
B	— —	(3F) 240 kHz
$\ddot{u}_a$	(4K) ≈ 17	(6F) ≈ 23
V_0	(1K) 6,7	— 6,7
Ω	(6K) 1,5	(8F) 3,66
A_{300}	(5K) 1,8	(7F) 6,7

Erste Zf-Stufe, Kenndaten des Transistors AF 105 für 10,7 MHz siehe Tabelle I

Verstärker:	im Prinzip nach Bild 1 Seite 248, Basisschaltung		im Prinzip nach Bild 2 Seite 248, Emitterschaltung	
C_1	(2F)	17 pF	—	17 pF
b_1	(4F)	270 kHz	(4F)	270 kHz
C_2	—	32 pF	—	17 pF
b_2	(3F)	260 kHz (b_0 = 120 kHz)	(1F)	132 kHz
B	(4)	375 kHz	(3F)	284 kHz
$\ddot{u}_a$	(6F)	≈ 25	(6F)	≈ 44
$\ddot{u}_Y$	(5)	≈ 12	(5)	≈ 12
V_0	(1F)	9,1	—	10 gewählt
Ω	(8F)	2,26	(8F)	3,18
A_{300}	(7F)	2,74	(7F)	4,6

Zweite Zf-Stufe mit Transistor AF 105

Die Werte für die zweite Zf-Stufe sind in beiden Schaltungsarten identisch mit den Werten der ersten Zf-Stufe in Basisschaltung, da der Eingangswiderstand der nachfolgenden Treiberstufe unabhängig von der Schaltungsart des Zf-Verstärkers $R_e = 55\ \Omega$ ist (siehe Seite 263).

Einfluß der Streuung des Eingangswiderstandes auf Verstärkung und Bandbreite der Emitterschaltung

Für Emitterschaltung kann der Transistor-Eingangswiderstand von Exemplar zu Exemplar bis zu −50 % und +100 % des Mittelwertes streuen. Bei passend bemessener Emitterschaltung (siehe z. B. Seite 248, Bild 2) gehen diese Streuungen nur wenig auf die Funktion der Schaltung ein. Dies wird nachstehend gezeigt.

Nach (1F) ist die Verstärkung V_0 einer Bandfilterstufe:

$$V_0 \approx \frac{|S|}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_e}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot b_1} \cdot \left(1 - \frac{b_0}{b_2}\right)} = \frac{|S|}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot b_1}} \cdot \sqrt{R_e \cdot \frac{b_2 - b_0}{b_2}}$$

Gemäß (6F) gilt:

$$b_2 - b_0 = \frac{1}{\ddot{u}_a^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot R_e}$$

Somit ergibt sich:

$$V_0 \approx \frac{|S|}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot b_1}} \cdot \sqrt{\frac{R_e}{\ddot{u}_a^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot R_e \cdot b_2}} \approx \frac{|S|}{\ddot{u}_a \cdot 4 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot b_1}} \cdot \sqrt{\frac{1}{b_2}}$$

Für eine Schaltung mit gegebener Bemessung hängt wohl die Sekundärbandbreite b_2 von R_e ab, während dafür der Faktor

$$\frac{|S|}{\ddot{u}_a \cdot 4 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot b_1}}$$

einen festen Wert hat. Daher ist die Stufenverstärkung V_0 der Wurzel aus der Sekundärbandbreite b_2 umgekehrt proportional und hiermit eine Funktion von R_e. Die Sekundärbandbreite b_2 folgt nämlich aus (6F) zu:

$$b_2 = b_0 + \frac{1}{\ddot{u}_a^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot R_e}$$

Setzt man hierin den Wert von b_0 von Seite 257 und die Werte aus Tabelle II (Seite 259, erste ZF-Verstärkerstufe, Emitterschaltung) ein, nämlich

$$b_0 = 120 \text{ kHz}, \quad \ddot{u}_a = 44; \quad C_2 = 17 \text{ pF}; \quad R_e = 400\,\Omega \ (+ 100 - 50\,\%)$$

so wird für den größtmöglichen Eingangswiderstand ($R_{ea} = 400\,\Omega + 100\,\% = 800\,\Omega$) die minimale Sekundärbandbreite $b_{2a} = 126$ kHz und b_{2b} für den kleinsten Eingangswiderstand ($R_{eb} = 400\,\Omega - 50\,\% = 200\,\Omega$) die maximale Sekundärbandbreite $b_{2b} = 144$ kHz. Die Verstärkung der Stufe ändert sich maximal um den Faktor

$$\sqrt{\frac{b_{2b}}{b_{2a}}} = 1{,}065, \text{ d. h. um } 6{,}5\,\%$$

Die Bandbreite B des transitional gekoppelten Bandfilters ergibt sich aus (3 F). Setzt man in diese Gleichung an Stelle von b_2 die Bandbreiten b_{2a} bzw. b_{2b} ein, so errechnet sich die Gesamtbandbreite zu 280 kHz bzw. zu 293 kHz. Die Bandbreiten-Änderung beträgt nur 5 %.

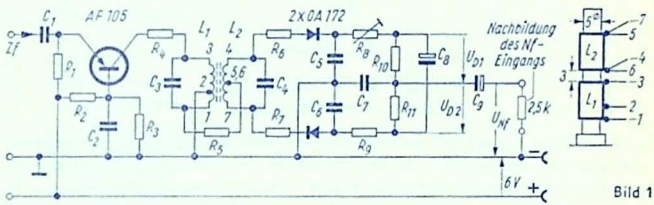
In der Praxis fällt die Bandbreiten-Änderung noch etwas geringer aus, da die Bandfilterkopplung nur für den nominellen Eingangswiderstand transitional ist. Eine Streuung des Eingangswiderstandes beeinflußt die Kopplung im günstigen Sinn. Ein kleinerer Eingangswiderstand erhöht zwar die Sekundärbandbreite, reduziert jedoch gleichzeitig die Kopplung, so daß die Bandbreitenänderung vermindert wird.

Ratiodetektor für 10,7 MHz mit Transistor-Treiberstufe

Schaltung und grundsätzliche Arbeitsweise

Die den Ratiodetektor treibende Zf-Verstärkerstufe nennt man **Treiberstufe**. Im Gegensatz zu den vorangehenden Zf-Verstärkerstufen wird in der Treiberstufe der aussteuerbare Bereich des Transistors voll ausgenutzt, also für **Großsignalverstärkung** verwendet.

Die hier mit dem Transistor AF 105 bestückte Treiberstufe arbeitet in Basisschaltung (**Bild 1**). Sie verlangt für die an dieser Stelle erforderliche gute Großsignalverstärkung bei einem Emitterstrom von 0,6 mA einen Außenwiderstand von etwa 7,5 kΩ. Erwünscht ist, zwecks ausreichender AM-Unterdrückung im Ratiodetektor, eine hohe Summen-Richtspannung $U_{D1} + U_{D2}$ (Bild 1).



Beides wird hier durch Anzapfen der Primärkreisspule (etwa im Verhältnis 2 : 3) erreicht. Demgemäß liegt nur ein Teil der Spule in dem Collectorstromweg des Transistors. So ergibt sich mit dem in der Schaltteilliste angegebenen Wert der Kapazität C_3 der für den Transistor erforderliche Außenwiderstand von etwa 7,5 kΩ.

Die Zf-Spannung wird von dem Teil 1—2 der Spule L_1 auf die Mitte der Sekundärkreisspule L_2 übertragen. Das erspart die sonst verwendete Ankopplungswicklung.

Die Nf-Spannung nimmt man, wie üblich, an der Brückendiagonale ab. Dabei wirkt die Parallelschaltung der Widerstände R_{10} und R_{11} zusammen mit der Kapazität C_7 und dem parallel zum Schleifer des Lautstärkereglers liegenden Kondensator im Sinn einer Deëmphasis.

Der in die Collectorleitung gelegte Widerstand R_1 verhindert den sonst beim Durchstimmen hier möglichen **Spannungssprung**:

Bei hoher Collector-Wechselspannung bestünde die Gefahr eines Spannungssprunges, weil die dynamische Collectorkapazität mit wachsender Collector-Wechselspannung ansteigt. Durch den Anstieg der Collectorkapazität C_C wird die Schwingkreis-Resonanzfrequenz herabgesetzt. Stimmt man den Empfänger im Sinn der Verminderung der Zf durch, so steigt die Spannung U_2 am Collectorkreis bei Annäherung der zu einem empfangenen Sender auftretenden Zwischenfrequenz an die Resonanzfrequenz des Collectorkreises an, erreicht beim Passieren dieser Resonanzfrequenz ein Maximum und sollte anschließend stetig absinken. An Stelle dieses stetigen Absinkens kann sich infolge der Spannungsabhängigkeit der Collectorkapazität ein sprunghafter Abfall ergeben. Nach Überschreiten des Maximums von U_2 nimmt nämlich die Collectorkapazität ab. Die damit verbundene Verstimmung bewirkt eine zusätzliche Abnahme der Collector-

wechselspannung, was die Collectorkapazität weiter verringert. Folglich kann der Empfang eines Senders beim Durchstimmen mit hörbarem Knack abreißen. Der Widerstand R_4 soll das verhindern.

Um dies einzusehen, kann man den Widerstand R_4 als Mittel zum Entkoppeln zwischen C_C und dem Schwingkreis, also als Entkopplungswiderstand R_{kp} betrachten. In der Praxis benutzte Werte finden sich in der Schaltteilliste.

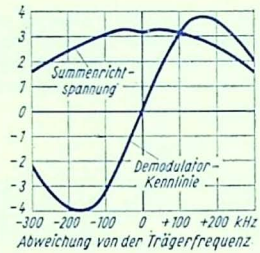


Bild 2

Bild 2 enthält die **Demodulationskennlinie (Demodulatorkennlinie, Umwandlerkennlinie)** und veranschaulicht den Zusammenhang der Summenrichtspannung (**AVC-Spannung**) mit der Abweichung von der Trägerfrequenz. Auf Grund der Betriebsspannung von nur 6 V kann der Effektivwert der Collectorwechselspannung höchstens 3,5 V erreichen. Das bedeutet eine Spannungsbegrenzung, die wegen der damit verbundenen Störunterdrückung erwünscht ist. Diese Begrenzung verringert jedoch die Selektion gegenüber den auf den Nachbarkanälen arbeitenden Sendern. Deshalb sollen die Selektionsmittel mit der größten Selektivität in den Eingang des Zf-Verstärkers eingefügt werden. Diesbezügliche Selektivitätsmessungen sind mit der Zwei-Meßsender-Methode gemäß der CCIR-Norm durchzuführen. Mit nur einem Meßsender gewonnene Ergebnisse würden zu Fehlschlüssen führen.

Eigenschaften

In **Bild 3** sind die Nf-Leerlaufspannung (Nf-Urspannung) U_{0Nf} und die an einem Belastungswiderstand von 2,5 kΩ auftretende Nf-Klemmenspannung U_{Nf} abhängig von

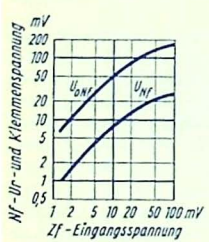


Bild 3

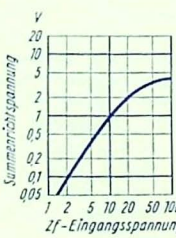


Bild 4

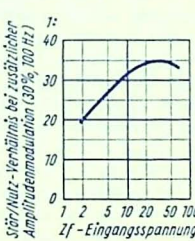


Bild 5

der Zf-Eingangsspannung bei einer Frequenzmodulation mit einer Modulationsfrequenz von 1 kHz und ± 25 kHz Hub aufgetragen. Der Eingangswiderstand der Treiberstufe beträgt 55 Ω. Der 2,5-kΩ-Widerstand (Bild 1) ersetzt für die Messung den Eingangswiderstand des Nf-Teils.

Bild 4 zeigt, wie die Summenrichtspannung von der Zf-Eingangsspannung abhängt

Bild 5 betrifft die Störunterdrückung. Sie gilt für Frequenzmodulation mit 1 kHz Modulationsfrequenz bei ± 25 kHz Hub und zusätzlicher Amplitudenmodulation mit 100 Hz Modulationsfrequenz und 30 % Modulationsgrad.

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	5	kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	30	kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	500	Ω	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	100	Ω	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand	240	Ω	0,1 W
R_7	Schichtwiderstand	240	Ω	0,1 W
R_8	Einstellwiderstand	3	kΩ	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	20	kΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	20	kΩ	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Scheibchenkondensator, HC SA 12 ø	10	nF	
C_2	Scheibchenkondensator, HC SA 12 ø	10	nF	
C_3	Keramik-Röhrchenkondensator RD 2 x 12	27	pF	
C_4	Keramik-Röhrchenkondensator RD 2 x 12	35	pF	
C_5	Styroflex-Kondensator	300	pF	
C_6	Styroflex-Kondensator	300	pF	
C_7	Scheibchenkondensator, HC SA 12 ø	3	nF	
C_8	Elektrolytkondensator	4	µF	8/12 V
C_9	Elektrolytkondensator	1	µF	8/12 V

Ratiofilter-Spulen

Typ F 2 F der Firma Vogt u. Co. m. b. H. (Ausführung: Bild 1 rechts)

Spule		Windungen	Material	Kern
L_1	(1—2)	15	10 x 0,04 CuLS	GW 4/13 x 0,5 FCI
	(2—3)	23	10 x 0,04 CuLS	
L_2	(4—5) (5—6)	2 x 15 bifilar	10 x 0,04 CuLS	GW 4/13 x 0,5 FCI

Transistor und Dioden

T_1	Transistor	AF 105
D_1, D_2	Diodenpaar	2 x OA 172

Transistor-Nf-Verstärker für hohe Wiedergabegüte, transformatorlos

Eigenschaften

Speisespannung		16	V
Ausgangsleistung	an 4 Ω reell	4	W
Eingangsspannung	für Vollaussteuerung	400	mV
Eingangswiderstand		500	kΩ
Frequenzgang	zwischen 20 Hz und 15 kHz	± 1	dB
Klirrgrad	bei 2 W Ausgangsleistung zwischen 55 Hz und 10 kHz	1	%
Klirrgrad	bei 4 W Ausgangsleistung zwischen 55 Hz und 5 kHz	2	%
Intermodulationsgrad	bei 2 W Ausgangsleistung	2	%
Tiefenregelung	bei 20 Hz	−12 dB ... + 9	dB
Höhenregelung	bei 15 kHz	− 7 dB ... +11	dB
Betriebstemperaturbereich (vorgesehener Umgebungstemperaturbereich)		−10 °C ... +45	°C

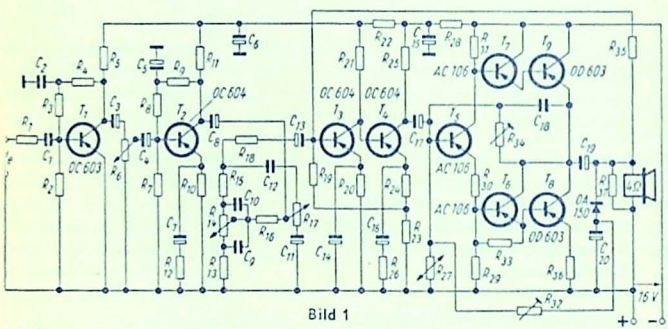


Bild 1

Schaltung

Die Gesamtschaltung wird durch **Bild 1** veranschaulicht. Sie enthält vier Vorstufen. Diese große Zahl ist bedingt durch den geforderten hohen Eingangswiderstand und durch die vorgesehenen Möglichkeiten zum Einstellen des Frequenzganges. Darauf folgt die mit nur einem Transistor (T_5) bestückte Phasen-Umkehrstufe. Sie steuert eine als doppelter Impedanzwandler dienende Gegentakt-Vorstufe (T_6 und T_7), die in Collectorschaltung betrieben wird. Daran ist die Gegentakt-Endstufe (T_8 und T_9) direkt angekoppelt. Eine Gegenkopplung führt von hier auf den Eingang der dritten Stufe (T_3). Mit Rücksicht auf die für den Klirrgrad geforderten sehr niedrigen Werte arbeitet die Endstufe im A-Betrieb. Außer der üblichen Collectorstrom-Stabilisierung wird in der Endstufe eine aussteuerungsabhängige Arbeitspunktverschiebung angewandt. Sie erfolgt über die Phasen-Umkehrstufe und die Gegentaktvorstufe. Die Arbeitspunktverschiebung ist hier notwendig. Ohne sie würde die höchstzulässige Verlustleistung der in der Endstufe vorgesehenen Transistoren bei A-Betrieb für die geforderte Ausgangsleistung von 4 W überschritten.

Nachstehend werden zunächst die Phasen-Umkehrstufe, die Gegentakt-Vorstufe und die Gegentakt-Endstufe behandelt.

Funktionsschaltbild (Bild 2)

Um für die Funktionsbeschreibung einfache Indizes verwenden zu können und übersichtliche Verhältnisse zu bekommen, wird ihr an Stelle des Bildes 1 das Bild 2 zugrunde gelegt. Hierin ist die Gegentakt-Vorstufe beiseite gelassen. Es entsprechen sich:

Bild 2	T_1	T_2	T_3	R_1	R_2	R_3	R_4
Bild 1	T_5	T_8	T_9	R_{27}	(R_{34})	R_{29}	R_{31}

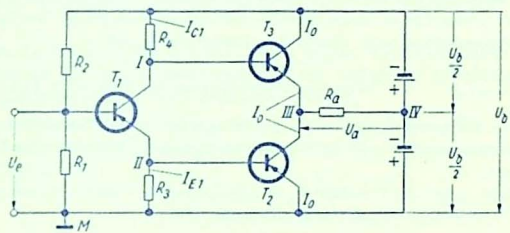


Bild 2

In der Schaltung nach Bild 2 liegen die Arbeitspunkte der Transistoren fest.

Von der Phasen-Umkehrstufe zu liefernde Steuerspannungen (Bild 2)

Die hier vorgesehene Phasen-Umkehrstufe arbeitet wie eine Röhren-Umkehrstufe, die mit nur einer Röhre bestückt ist:

Die Eingangswechselspannung U_e bewirkt Schwankungen des Transistorstromes. Bei hohem Augenblickswert dieses Stromes sind die auf R_3 und R_1 entfallenden Spannungsanteile groß, womit sich zwischen I und II ein nur kleiner Spannungsanteil ergibt. Zu geringem Augenblickswert des Transistorstromes gehört entsprechend zwischen I und II ein großer Spannungsanteil.

Mit anderen Worten: In dem aus R_3, dem Transistor T_1 und dem Widerstand R_1 gebildeten Spannungsteiler stellt T_1 einen durch U_e verstellbaren Teilwiderstand dar. Ebenso kann man sich T_2 und T_3 als Widerstände denken, deren Werte durch die Steuerspannungen verstellt werden. Für fehlende Steuerspannung sind diese Widerstände von T_2 und T_3 gleich groß. Dadurch liegt am Punkt III gegen M die halbe Spannung U_b, so daß $U_a = 0$ und R_a stromlos sind. Bei der Gegentaktsteuerung von T_2 und T_3 ändern sich die Widerstände von T_2 und T_3 jeweils gegenläufig, womit zwischen den Punkten III und IV die Wechselspannung U_a zustande kommt. Diese Spannung U_a ist außerdem auch der Wechselspannungsanteil der Gesamtspannung des Punktes III gegen Masse (M).

Die Basisströme der Transistoren T_2 und T_3 sind klein gegen den Emitterstrom I_{E1} bzw gegen den Collectorstrom I_{C1}. Also ist $I_{C1} \approx I_E$

Dadurch ist der maximale Scheitelwert der zum Steuern des Transistors T_2 dienenden Steuerwechselspannung $U_{st2} = I_{E1} \cdot R_3$. I_{E1} ist sowohl der Emitter-Ruhestrom des Transistors T_1, wie auch der maximale Scheitelwert des Emitter-Wechselstromes. Die Spannung U_{st2} hat die Größenordnung der Basisvorspannung U_{BE2}

Die den Transistor T_3 steuernde Spannung U_{st3} muß zwischen der Basis und dem Emitter (also Punkt III) wirksam werden. Am Punkt III herrscht aber gegen Masse die Ausgangswechselspannung U_a. Folglich muß an R_4 die Spannung $U_{st2} + U_a$ hervorgerufen werden. Das bedeutet:

$$\frac{I_{C1} \cdot R_1}{I_{E1} \cdot R_3} = \frac{U_{st2} + U_a}{U_{st2}} \approx \frac{R_1}{R_3}$$

Einstellen der Arbeitspunkte für die direkte Kopplung (Bild 2)

Die Transistoren T_2 und T_3 arbeiten in A-Betrieb. Damit die Spannung am Collector des Transistors T_2 nach beiden Richtungen symmetrisch ausgesteuert werden kann, muß der Collector dieses Transistors gegen Masse die halbe Betriebsspannung führen. Der Spitzenwert der Ausgangswechselspannung, nämlich U_{as} beträgt demgemäß

$$U_{as} = \frac{U_b}{2} - U_{CE\,rest}$$

$U_{CE\,rest}$ ist Restspannung des Transistors T_2 bzw. T_3

Die Emitter- und Collectorgleichströme der in Reihe geschalteten Transistoren sind untereinander nahezu gleich: Durch die Transistoren T_2 und T_3 fließt derselbe Gleichstrom (I_0 in Bild 2).

Für den Augenblick, in dem der Transistor T_2 so weit ausgesteuert wird, daß sein Collectorstrom I_{C2} zu Null wird und T_2 demnach gesperrt ist, gilt:

$$I_{C2} = I_0 - I_{Cs} = 0$$

I_{Cs} = Collector-Spitzenstrom; bei zeitlich sinusförmigem Verlauf = Scheitelwert des Collector-Wechselstromes.

Zu dem Zeitpunkt, in dem T_2 gesperrt ist, ergibt sich als Augenblickswert des Collectorstromes des Transistors T_3:

$$I_{C3} = I_0 + I_{Cs} = 2 \cdot I_0$$

I_{C3} schließt sich über den Widerstand R_a, da der Transistor T_2 zur Zeit gesperrt ist. Folglich hat der durch R_a fließende Strom I_a in diesem Augenblick den Spitzenwert:

$$I_{as} = 2 \cdot I_0$$

Für den in Bild 2 dargestellten vereinfachten Fall gilt:

$$R_a = \frac{U_{as}}{I_{as}} = \frac{\frac{U_b}{2} - U_{CE\,rest}}{2\,I_0} = \frac{U_b - 2 \cdot U_{CE\,rest}}{4 \cdot I_0}$$

Die Ausgangsleistung beträgt:

$$P_a = \frac{U_{as} \cdot I_{as}}{2} = \left(\frac{U_b}{2} - U_{CE\,rest}\right) \cdot I_0 = \left(\frac{U_b - 2 \cdot U_{CE\,rest}}{2}\right) \cdot I_0$$

Die Collector-Verlustleistung eines jeden der beiden Transistoren (T_2 bzw. T_3) ergibt sich für fehlende Aussteuerung zu

$$P_{v0} = \frac{U_b}{2} \cdot I_0$$

Im ausgesteuerten Zustand verringert sich N_{v0} auf

$$P_v = \frac{U_b}{2} \cdot I_0 - \frac{P_a}{2}$$

Zu dem bei Vollaussteuerung auftretenden Collectorspitzenstrom I_{Cs} eines jeden der beiden Transistoren T_2 und T_3 nämlich zu $I_{Cs} = I_0$ gehört ein bestimmter Basis-Spitzenstrom I_{Bs} Aus ihm, aus der Basis-Spitzenspannung U_{BEs} und gegebenenfalls der Ausgangsspitzenspannung U_{as} lassen sich der Eingangswiderstand R_e zwischen Basis und Masse sowie der Eingangsleistungsbedarf P_e für jeden der beiden Transistoren berechnen.

Für den Transistor T_2 gilt: $R_{e2} = \frac{U_{BEs}}{I_{Bs}}$ $\qquad P_{e2} = \frac{U_{BEs} \cdot I_{Bs}}{2}$

Für den Transistor T_3 ist: $R_{e3} = \frac{U_{BEs} + U_{as}}{I_{Bs}}$ $\qquad P_{e3} = \frac{(U_{BEs} + U_{as}) \cdot I_{Bs}}{2}$

Um die Leistungsstufe voll durchsteuern zu können, müssen der Emitter- und Collector-Gleichstrom der Phasen-Umkehrstufe (T_1) sehr viel größer gewählt werden als jeder der Basis-Spitzenströme der Transistoren T_2 und T_3

Für die Widerstände R_3 und R_4 gelten je 2 Bedingungen, die beide im Idealfall erfüllt sein müssen: Die Wechselspannungsbedingung folgt unmittelbar aus den einleitenden Betrachtungen zu

$$\frac{R_3}{R_4} \approx \frac{U_{BEs2}}{U_{BEs2} + U_{as}}$$

Die Gleichspannungsbedingungen lauten: $I_{E1} \cdot R_3 = U_{BE2}$ und

$$U_b - I_{C1} R_4 \cdot = U_{BE3} + \frac{U_b}{2} \qquad \text{bzw.} \qquad I_{C1} \cdot R_4 = \frac{U_b}{2} - U_{BE3}$$

Mit $I_{C1} \approx I_{E1}$ kann man vereinfacht schreiben: $\frac{R_3}{R_4} \approx \frac{U_{BE2}}{\frac{U_b}{2} - U_{BE3}}$

Da bei Vollaussteuerung der Endstufe $U_{BEs2} \approx U_{BE2}$, $U_{BEs3} \approx U_{BE3}$ und $U_{as} \approx \frac{U_b}{2}$, sind die Gleich- und Wechselspannungsbedingungen $\frac{U_b}{2} \gg U_{BE2}$ und $\frac{U_b}{2} \gg U_{BE3}$ gemeinsam hinreichend erfüllt.

Die Phasen-Umkehrstufe benötigt als Basisvorspannung die Spannung

$$U_{BM1} = U_{BE2} + U_{BE1}$$

Diese Spannung wird mit dem Spannungsteiler R_1, R_2 eingestellt.

Notwendige Höhe der Speisespannung (Bild 2)

Als Grundlage für das Berechnen des hier erforderlichen Mindestwertes der Speisespannung U_b dienen die schon abgeleiteten Beziehungen, wobei es sich durchweg um die Beträge handelt:

$$R_a = \frac{U_b - 2 \cdot U_{CE\,rest}}{4\, I_0} \quad \text{und} \quad P_a = \frac{U_b - 2 \cdot U_{CE\,rest}}{2} \cdot I_0 \quad \text{bzw.} \quad I_0 = \frac{2 \cdot P_a}{U_b - 2 \cdot U_{CE\,rest}}$$

Durch Einsetzen dieses Wertes von I_0 ergibt sich hiermit für R_a:

$$R_a = \frac{(U_b - 2 \cdot U_{CE\,rest})^2}{8 \cdot P_a}$$, woraus folgt: $U_b - 2 \cdot U_{CE\,rest} = \sqrt{8 \cdot P_a \cdot R_a}$ bzw.

$$U_b = \sqrt{8 \cdot P_a \cdot R_a} + 2 \cdot U_{CE\,rest}$$

also mit den hier zugrunde gelegten Zahlenwerten, nämlich $R_a = 4\,\Omega$, $P_a = 4$ W $U_{CE\,rest} = 1$ V:

$$U_b = \sqrt{8 \cdot 4\,\mathrm{W} \cdot 4\,\Omega} + 2\,\mathrm{V} \approx 13\,\mathrm{V}$$

Diese 13 V stellen somit den Mindestwert für U_b dar. Gewählt wird mit Rücksicht auf den Widerstand R_{36} (siehe folgenden Abschnitt) eine Speisespannung von 16 V.

Impedanzwandlerstufe (Bild 1)

T_8 und T_9 verlangen unter Umständen Basisspitzenströme, die die Phasen-Umkehrstufe nicht zu liefern vermag. Deshalb ist die Impedanzwandlerstufe (T_6 und T_7) zwischengefügt. Auch sie arbeitet in A-Betrieb, und zwar in Collectorschaltung. Dabei sind hier die Basisströme von T_8 und T_9 identisch mit den Emitterströmen von T_6 und T_7.
Wohl liegt die in dieser Schaltung mit den Transistoren T_6 und T_7 erzielte Spannungsverstärkung unter 1, doch ist deren Stromverstärkung (β) voll wirksam. Demgemäß ergibt sich durch Einfügen der Impedanzwandlerstufe als Belastung der Phasen-Umkehrstufe ein um den Faktor β erhöhter Eingangswiderstand.
Die Collectorverlustleistungen P_v der Impedanzwandler-Transistoren betragen

$$P_{v6} = P_{v7} \approx \left(\frac{U_b}{2} - U_{BE8}\right) \cdot I_{B8} \qquad U_{BE8} \approx U_{BE9} \qquad I_{B8} \approx I_{B9}$$

Maßnahmen zum Stabilisieren der Collector-Ruheströme der Endstufe (Bild 1)

Zu stabilisieren ist der in Bild 2 eingetragene Ruhestrom I_0. Die Zusammenhänge sollen an den Transistoren T_6 und T_8 betrachtet werden: Der Strom I_0 wird durch die Basis-Vorspannung des Transistors T_8 bestimmt. Diese Spannung ist ihrerseits durch die Basisvorspannung des davor geschalteten Impedanzwandlers T_6 festgelegt.
Zum Erreichen der Konstanz des Collector-Ruhestromes $I_{C8} = I_0$ müßte der Betrag der Basisvorspannung des Transistors T_6 bei Temperaturzunahme entsprechend der Summe der Temperaturdurchgriffe, also gemäß ($D_{T6} + D_{T8}$) abgesenkt werden. Das darf jedoch nicht durch Vermindern des Emitterstromes der Phasen-Umkehrstufe (T_5) geschehen: Hiermit würden die Spannung am Collector-Außenwiderstand R_a und demzufolge die Collectorgleichspannung des Transistors T_8 unzulässig verändert.
Um die zwischen Basis des Transistors T_8 und Masse auftretende Gleichspannung nicht temperaturabhängig machen zu müssen, wurde in die Emitterzuleitung des Transistors T_8 der Widerstand R_{36} eingefügt. Den Betrag der an R_{36} auftretenden Gleichspannung bemißt man wesentlich höher als den Betrag der für Temperaturunabhängigkeit des Emitterstromes notwendigen Änderung der Basisvorspannung.
Der Widerstand R_{36} wirkt in ganz ähnlicher Weise gleichstromstabilisierend wie in einer Röhrenschaltung der Kathodenwiderstand: Als Basisvorspannung $|U_{BE}|$ tritt die Differenz $|U_{BM}| - |U_{EM}|$ auf. $|U_{BM}|$ bleibt konstant. $|U_{EM}|$ steigt mit dem Emitterstrom an. Demzufolge nimmt $|U_{BE}|$ ab, was den Emitterstromanstieg stark reduziert. Im übrigen vermindert R_{36} den Klirrgrad. Leider setzt R_{36} aber auch die Ausgangs-

leistung herab. Durch diesen Widerstand wird gewissermaßen die Collector-Restspannung des Transistors T_8 um den Betrag $2 \cdot I_0 \cdot R_{36}$ erhöht. Das gleicht man durch Wahl einer entsprechend erhöhten Betriebsspannung aus. Die Spannungsteiler R_{27}, R_{34} (entsprechend R_1, R_2 in Bild 2) wurden mit einem Ende nicht an den negativen Pol der Betriebsspannung gelegt, sondern an den Emitter des Transistors T_9, der ja gegen den positiven Pol im wesentlichen die gleiche Spannung hat wie der Collector des Transistors T_5 in der Phasen-Umkehrstufe. Auf diese Weise erreicht man eine die Aufteilung der Collector-Gleichspannungen der Endstufe stabilisierende und außerdem klirrgradmindernde Gegenkopplung. Sie wirkt vom Ausgang auf die Basis des Transistors T_5.

Arbeitspunktverlagerung (Bild 1)

Die Gleichstromankopplung der Endstufe gestattet es, die Arbeitspunkte der Transistoren T_8 und T_9 aussteuerungsabhängig zu verlagern. Damit wird es möglich, bei fehlender oder geringer Aussteuerung mit abgesenktem Endstufen-Gleichstrom zu arbeiten und diesen Strom mit wachsender Aussteuerung automatisch zu erhöhen.

Der Lautsprecher darf mit Rücksicht auf diese Arbeitspunktverlagerung nicht, wie in Bild 2 eingetragen, am Mittelabgriff der Batterie liegen, sondern muß über einen Kondensator (C_{19} in Bild 1) angeschlossen werden.

Am Kondensator C_{20} entsteht über die Diode OA 150 eine von dem Grad der Aussteuerung abhängige Gleichspannung. Diese hat über den Einstellwiderstand R_{32} die Basisvorspannung des Transistors T_5 so weit in negativer Richtung zu verschieben, daß bei Vollaussteuerung der zuvor genannte Ruhestrom I_0 fließt. Die zu diesem Verschieben des Arbeitspunktes erforderliche Leistung ist so gering, daß durch die Nichtlinearität des Dioden-Durchlaßwiderstandes die Ausgangsspannung der Endstufe nicht merklich verzerrt wird.

Den Ruhestrom, der bei fehlender Aussteuerung über die Endstufe fließt, stellt man mit dem Einstellwiderstand R_{32} auf etwa $I_0/3$ ein. Hierzu reduziert sich die Verlustleistung des Transistors T_8 für fehlende Aussteuerung unter Vernachlässigung der an R_{36} auftretenden Spannung von

$$P_{v08} = \frac{U_b}{2} \cdot I_0 \quad \text{auf} \quad P'_{v08} = U_{CE8} \cdot \frac{I_0}{3} \approx \frac{5}{18} \cdot U_b \cdot I_0$$

worin $$U_{CE8} \approx U_b - \frac{1}{3} \cdot \frac{U_b}{2} = \frac{5}{6} \cdot U_b$$

Damit ist: $$\frac{P'_{v08}}{P_{v08}} = \frac{5}{9} = 0{,}56$$

Die Verlustleistung von T_9 sinkt von $P_{v09} = \frac{U_b}{2} \cdot I_0$

auf $$P'_{v09} = U_{CE9} \cdot \frac{I_0}{3} = \frac{1}{18} \cdot U_b \cdot I_0 \qquad \left[U_{CE9} = \frac{1}{3} \cdot \frac{U_b}{2}\right]$$

Damit ist: $$\frac{P'_{v09}}{P_{v09}} = \frac{1}{9} = 0{,}11$$

Wegen des auf ein Drittel von I_0 herabgesetzten Ruhestromes ist auch der Ruhestrom der Phasen-Umkehrstufe auf ein Drittel vermindert. Die Stabilisierung dieses geringen Stromes durch den Emitterwiderstand R_{29} reicht nun nicht mehr aus. Daher wurde der aus R_1 und R_2 (Bild 2) gebildete Spannungsteiler durch den Heißleiter R_{27} (Bild 1) temperaturabhängig gemacht.

Außerdem verhindert besonders bei kleinem Basisstrom I_{B8} der Widerstand R_{33} eine unerwünschte Zunahme des Emitterstromes $I_{E6} \approx I_{B8}$ bei höheren Temperaturen, so daß auch dann noch der erniedrigte Ruhestrom $I_0/3$ erhalten bleibt.

Bei fehlendem Lautsprecher würde von der negativ vorgespannten Basis des Transistors T_3 ein Strom auf den Weg über den im Gegenkopplungszweig liegenden Widerstand R_{35} und über die Diode OA 150 den Kondensator C_{20} aufladen und dabei über den Widerstand R_{32} die Basisvorspannung des Transistors T_5 ändern. Die Folge wäre eine unzulässige Erhöhung des Ruhestromes $I_0/3$. Um das zu verhindern, ist der Widerstand R_{37} vorgesehen. Er hat einen im Vergleich zu R_{35} geringen Wert. Dadurch tritt an der Diode OA 150 (Bild 1) eine sie sperrende Spannung auf, womit eine Arbeitspunkt-Verschiebung des Transistors T_5 ohne dessen Aussteuerung verhindert wird.

Schaltung und Arbeitsweise der Vorstufen (Bild 1)

Für die Vorstufen wurde durchweg Emitterschaltung gewählt. Um die Intermodulationsverzerrungen klein zu halten, liegt in der zweiten und vierten Stufe zwischen Emitter und Masse je ein Widerstand (R_{12} und R_{26}) von der Größenordnung des Kehrwertes der betriebsmäßigen Transistorsteilheit.

T_3 und T_4 sind unmittelbar gekoppelt. Stabilisiert wird hier mit einer Gleichspannungsgegenkopplung. Nehmen z. B. infolge Temperaturzunahme der Collector- und Emitterstrom des Transistors T_4 zu, so ändert sich die Spannung an R_{23} und ebenso die Basisvorspannung des Transistors T_3 in negativer Richtung. Dadurch steigt der Collectorstrom des Transistors T_3. Die Collectorspannung des Transistors T_3 und mit ihr die Basisvorspannung des Transistors T_4 ändern sich hierbei in positiver Richtung. So wirken sie der Zunahme des Collector- und Emitterstromes des Transistors T_4 entgegen. Für wirksame Stabilisierung soll sein: $|a \cdot V_{gl}| > 1$. Darin sind: a das Spannungsteilerverhältnis:

$$a = \frac{R_{23}}{R_{23} + R_{24}}$$

V_{gl} die Gleichspannungs-Verstärkung, die gegeben ist als das Verhältnis der Emitterspannungsänderung dU_{EM} am Transistor T_4 zur Basisvorspannungsänderung dU_{BM} am Transistor T_3 für den Fall, daß der Weg über R_{19} aufgetrennt ist:

$$V_{gl} = \frac{dU_{EM}}{dU_{BM}} = \frac{R_{21} \cdot \beta \cdot (R_{23} + R_{24})}{R_{20}\ [R_{21} + \beta \cdot (R_{23} + R_{24})]}$$

Nachstehend wird begründet, daß $a < 1$ sein muß, wenn eine passende Gleichspannung U_{CE} am Transistor T_3 auftreten soll.

Die Collectorspannung des Transistors T_3 ist im wesentlichen bestimmt durch das Spannungsteiler-Verhältnis a. Es besteht nämlich die Beziehung:

$$U_{CE3} = U_{EM4} + U_{BE4} - U_{EM3} \qquad (1)$$

Ferner gilt: $U_{EM3} + U_{BE3} \approx a \cdot U_{EM4} - I_{B3} \cdot R_{19}$ (2)

Unter der Annahme $I_{B3} \cdot R_{19} < a \cdot U_{EM4}$ erhält man mit (1) und (2):

$$U_{CE3} = U_{EM4} + U_{BE4} + U_{BE3} - a \cdot U_{EM4}$$

Da $U_{BE4} \approx U_{BE3}$ ist, folgt mit $a = \frac{R_{23}}{R_{23} + R_{21}}$ $\quad U_{CE3} \approx U_{EM4}(1 - a) + 2 \cdot U_{BE3}$

Für $a = 1$ wäre also $U_{CE3} = 2 \cdot U_{BE3}$ Das bedeutet für den Transistor T_3 unter Umständen eine Spannung U_{CE3} etwa gleich der Restspannung. Das könnte ein einwandfreies Arbeiten des Transistors verhindern.

T_3 und T_4 sind außer im Hinblick auf Gleichstrom auch bezüglich Signal-Wechselstrom gegengekoppelt.

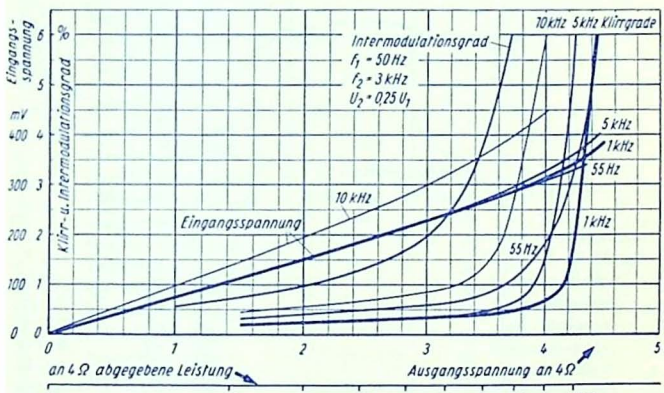


Bild 3

Der Klangregler (Bild 1) wird hier so geschaltet, daß die Ausgangsspannung der zweiten Stufe (T_2) für die zum Beeinflussen des Frequenzganges dienende Schaltung an dem verstellbaren Abgriff des Potentiometers R_{17} gegen Masse zur Geltung kommt. Diese Anschlußart ist bei der niederohmigen Belastung des Netzwerkes durch Transistoren günstiger als die bei Röhren gebräuchliche. Die hohen Tonfrequenzen wirken sich über C_{12}, die tiefen Frequenzen über R_{15} am Transistor T_3 aus.

Damit die Wechselstrom-Gegenkopplung über R_{35} beim Verstellen des Frequenzganges nicht verändert wird, muß der Transistor T_3 gegen das zum Einstellen des Frequenzganges dienende Netzwerk entkoppelt werden. Das geschieht hier durch den Widerstand R_{18} Der Leistungsverlust, den dieses Netzwerk und R_{18} mit sich bringen, wird durch die Vorstufen ausgeglichen.

Mit Rücksicht auf großen Störabstand ist die Lautstärkeeinstellung (R_6) zwischen die Transistoren T_1 und T_2 gelegt. Der zum Stabilisieren des Collector-Ruhestromes des Transistors T_1 notwendige Spannungsteiler R_2, R_3, R_4 dient nebenbei zum zusätzlichen Anheben des Frequenzganges oberhalb von 8 kHz: Die Wechselstromgegenkopplung vom Collector zur Basis des Transistors T_1 ist durch den Kondensator C_2, der eine entsprechend niedrige Kapazität hat, hierfür aufgehoben.

Die Verstärkereigenschaften sind außer durch **Bild 3** auch durch **Bild 4** veranschaulicht.

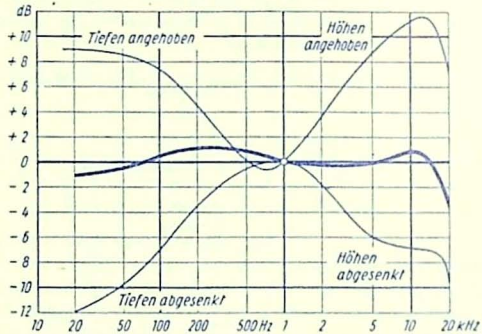


Bild 4

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	500	kΩ	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	10	kΩ	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	50	kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	50	kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	10	kΩ	0,1 W
R_6	Schichtdrehwiderstand, positiv logarithmisch	100	kΩ	0,25 W
R_7	Schichtdrehwiderstand	20	kΩ	0,1 W
R_8	Schichtwiderstand	40	kΩ	0,1 W
R_9	Schichtwiderstand	20	kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	10	kΩ	0,1 W
R_{12}	Schichtwiderstand	300	Ω	0,1 W
R_{13}	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_{14}	Schichtdrehwiderstand, linear	50	kΩ	0,25 W
R_{15}	Schichtwiderstand	10	kΩ	0,1 W
R_{16}	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_{17}	Schichtdrehwiderstand, linear	50	kΩ	0,25 W
R_{18}	Schichtwiderstand	2	kΩ	0,1 W
R_{19}	Schichtwiderstand	10	kΩ	0,1 W
R_{20}	Schichtwiderstand	3	kΩ	0,1 W

R_{21}	Schichtwiderstand	15	kΩ	0,1 W
R_{22}	Schichtwiderstand	2	kΩ	0,1 W
R_{23}	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_{24}	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_{25}	Schichtwiderstand	3	kΩ	0,1 W
R_{26}	Schichtwiderstand	100	Ω	0,1 W
R_{27}	Heißleiter, $b = 2900$	4,7	kΩ bei 25°C;	0,05 W (Valvo E 832003 P/4k7)
R_{28}	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_{29}	Schichtwiderstand	100	Ω	0,1 W
R_{30}	Schichtwiderstand	20	Ω	0,1 W
R_{31}	Schichtwiderstand	650	Ω	0,1 W
R_{32}	Einstellwiderstand	25	kΩ	0,1 W
R_{33}	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W
R_{34}	Einstellwiderstand	100	kΩ	0,1 W
R_{35}	Schichtwiderstand	500	kΩ	0,1 W
R_{36}	Drahtwiderstand	0,7	Ω	0,5 W
R_{37}	Schichtwiderstand	1	kΩ	0,1 W

Kondensatoren

C_1	Papierkondensator	0,2	µF	
C_2	Styroflexkondensator	500	pF	
C_3	Elektrolytkondensator	10	µF	12 V=
C_4	Elektrolytkondensator	10	µF	3 V=
C_5	Elektrolytkondensator	10	µF	12 V=
C_6	Elektrolytkondensator	50	µF	15 V=
C_7	Elektrolytkondensator	100	µF	3 V=
C_8	Elektrolytkondensator	10	µF	6 V=
C_9	Papierkondensator	0,2	µF	
C_{10}	Papierkondensator	20	nF	
C_{11}	Papierkondensator	0,1	µF	
C_{12}	Papierkondensator	10	nF	
C_{13}	Elektrolytkondensator	10	µF	3 V=
C_{14}	Elektrolytkondensator	100	µF	3 V=
C_{15}	Elektrolytkondensator	50	µF	15 V=
C_{16}	Elektrolytkondensator	100	µF	6 V=
C_{17}	Elektrolytkondensator	10	µF	15 V=
C_{18}	Papierkondensator	1	nF	
C_{19}	Elektrolytkondensator	2500	µF	20 V=
C_{20}	Elektrolytkondensator	10	µF	12 V=

Transistoren und Diode

T_1	OC 603	T_4	OC 604	T_7	AC 106
T_2	OC 604	T_5	AC 106	T_8	OD 603
T_3	OC 604	T_6	AC 106	T_9	OD 603

Diode OA 150

Verstärker mit Transistoren für Stereo-Wiedergabe

Technische Daten

Speisespannung	12,6 V
Eingangsspannung für Vollaussteuerung je Kanal	420 mV_{eff}
Eingangsimpedanz je Kanal	> 400 kΩ
Frequenzbereich (+ 1 ... — 3) dB	15 Hz ... 40 kHz
± 1 dB	25 Hz ... 25 kHz
Tiefen-Einstellbereich (bei 50 Hz)	(— 16 ... + 18) dB
Höhen-Einstellbereich (bei 15 kHz)	(— 12 ... + 15) dB
Ausgangsleistung je Kanal	
bei 1 kHz und Klirrgrad < 1,5 %	5 W
bei 10 kHz und Klirrgrad ≈ 1 %	1,5 W
Innenwiderstand des Ausgangs eines Kanals	< 1 Ω
Fremdspannungsabstand, gemessen über beide Kanäle	
bei Batteriebetrieb	72 dB
bei Netzbetrieb	60 dB
Gleichstromaufnahme,	
gemessen über beide Kanäle bei 12,6 V Speisespannung	
für AB-Betrieb ohne Eingangssignal	1 A
für 2 × 4 W Ausgangsleistung	1,4 A
Betriebstemperaturbereich	
bei AB-Betrieb	(— 20 ... + 45) °C
bei B-Betrieb (Collector-Ruhestrom je Kanal ≦ 100 mA)	(— 20 ... + 55) °C

Grundsätzliches

In bezug auf das Zusammenwirken der beiden Kanäle des Verstärkers sind folgende Forderungen erfüllt:

- gleiche Verstärkung für jede Lautstärke-Einstellung
- gleicher Frequenz- und Phasengang für jede Klangfarben-Einstellung
- Einstellmöglichkeit des Mitteneindruckes (Balance)
- ausreichende gegenseitige Entkopplung beider Kanäle

Jeder der zwei Verstärkerteile hat eine transformatorlose Gegentakt-Endstufe. Die Spannung für den Tieftonlautsprecher wird zwischen beiden Endstufen abgenommen. Da die beiden Kanäle für Stereowiedergabe gleichphasig gesteuert sind, wird in einem Kanal das Signalspannungs-Vorzeichen gewechselt, um so dem Tiefton-Lautsprecher die Summenspannung zuführen zu können.

Bild 1 zeigt die Schaltung beider Verstärkerteile. Die folgende Beschreibung bezieht sich auf den Verstärkerteil, der zum rechten Kanal gehört. Beide Verstärkerteile unterscheiden sich voneinander nur in der Kopplung zwischen erster und zweiter Stufe.

Stromversorgung
Anschluß der Lautsprecher-weiche
Balance
Lautstärke
gemeinsam für Einkanal-Wiedergabe
Eingangsumschaltung
rechts
links

Bild 1

Eingang und erste Stufe

Der Eingang ist mit Hilfe eines doppelpoligen Schalters auf eine von zwei Signalquellen umschaltbar. Durch einen einpoligen Schalter können beide Verstärkereingänge parallel geschaltet werden, womit sich Einkanalbetrieb ergibt.

Ein Stellwiderstand (R_{101}) gestattet das Anpassen der Eingangsempfindlichkeit an die von der Signalquelle gelieferte Spannung.

Mit Rücksicht auf die universelle Verwendbarkeit, insbesondere aber wegen der vorwiegend benutzten Kristallabtaster, erweist sich ein hoher Eingangswiderstand als zweckmäßig.

Hierzu ist die erste Stufe in sich stromproportional spannungsgegengekoppelt. So wird ein dynamischer Eingangswiderstand erreicht, der ungefähr gleich dem Produkt aus dem Widerstandswert der Parallelschaltung der Widerstände R_{102}, R_{104} und R_{106} und dem Stromverstärkungsfaktor für Emitterschaltung ist (für den Fall, daß der Widerstand R_{103} einen wesentlich größeren Wert hat als der Kurzschluß-Eingangswiderstand des nicht gegengekoppelten Transistors).

Man erhält somit zu dem in der Schaltteilliste angegebenen Wert (OC 604 violett, weiß) $\beta > 100$ einen Eingangswiderstand, der 400 kΩ übersteigt.

Der Spannungsteiler R_{102}, R_{104} ist so bemessen, daß einerseits der Eingangswiderstand genügend hoch ausfällt und daß anderseits der Collector-Ruhestrom des Transistors I_{101} gegen den Einfluß von Temperaturschwankungen ausreichend stabilisiert wird.

Signal-Vorzeichen-Wechsel für einen Kanal, zweite Stufe und Einstellungen

Zur Umkehr des Signalvorzeichens in einem Kanal ist die zweite Stufe für den rechten Kanal (in **Bild 1** oben) an den Collector und für den linken Kanal (in Bild 1 unten) an den Emitter des ersten Transistors angekoppelt.

Die zweite Stufe arbeitet in Collectorschaltung. Sie hat als Impedanzwandler das nachfolgende Netzwerk, mit dem Klangfarbe und Lautstärke eingestellt werden können, anzupassen.

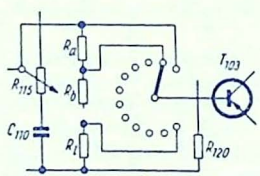


Bild 2

Die Klangfarbe wird mit linearen Drehwiderständen in je einer Tandem-Anordnung, getrennt für Höhen ($R_{115} + R_{215}$) und Tiefen ($R_{112} + R_{212}$) eingestellt. Für das Einstellen der Lautstärke sind hingegen, gemäß **Bild 2**, zu jedem Verstärkerteil ein Stufenschalter mit 12 Schaltstellungen und 12 Festwiderständen vorgesehen. Die Schaltarme der beiden Stufenschalter sitzen auf einer gemeinsamen Achse. Der Schritt zwischen zwei aufeinanderfolgenden Lautstärkestufen beträgt jeweils etwa 3 dB.

Der dreistufige Zwischenverstärker

Voraussetzung für die Reproduzierbarkeit der Einstellungen der Klangfarbe und der Lautstärke ist ein gegen die Ausgangsimpedanz des Einstell-Netzwerkes hoher Eingangswiderstand des folgenden Verstärkerteiles. Er wird durch die an dem Widerstand R_{130} gewonnene Gegenkopplung erreicht. Für exakte Einstellung der Balance ergibt sich eine Gegenkopplung von rund 36 dB. Die untere Grenzfrequenz (15 Hz) wird im wesentlichen durch die Kapazität des Kondensators C_{114} bestimmt.

Die Collectorströme für die drei Transistoren T_{103}, T_{101} und T_{105} werden an R_{121} eingestellt. Ihre Temperaturabhängigkeit, insbesondere die des Collectorstromes des Transistors T_{103} wird durch Beeinflussen der Basisvorspannung des Transistors T_{103} mit Hilfe des Heißleiters R_{117} kompensiert.

Gegentakt-Endstufengruppe

Die Gegentakt-Endstufe ist für einen Lastwiderstand von 2 Ω ausgelegt. Sie arbeitet im AB-Betrieb. Die beiden in Collectorschaltung ausgeführten Gegentaktvorstufen (T_{107} und T_{108}) erhöhen den Eingangswiderstand der Endstufengruppe. Die gesamte Gegentaktschaltung ist mit dem Heißleiter R_{142} gegen Änderungen der Umgebungstemperatur und mit den beiden Glühlampen gegen Schwankungen der Betriebsspannung stabilisiert. Die hier gewählte Stabilisierung wird durch die Gleichstrom-Reihenschaltung der Transistoren ermöglicht. Die am Widerstand R_{132} einstellbare, spannungsproportionale Stromgegenkopplung vermindert außer den Verzerrungen auch den Ausgangswiderstand des Verstärkers, der hiermit kleiner als 1 Ω ist.

Bei Fehlen einer Signalspannung entfällt die Speisespannung je zur Hälfte auf die zwei Reihenschaltungen $T_{107} + R_{113}$ und $T_{108} + R_{144}$.

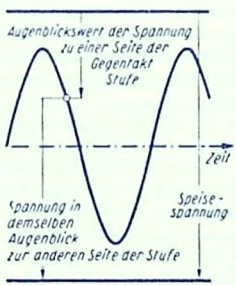


Bild 3

Jedes Steuern von Transistoren ist ein Beeinflussen der Transistor-Innenwiderstände. Somit entspricht in der gesteuerten Gegentakt-Endstufe das Verhältnis der Collector-Widerstände der Transistoren T_{109} und T_{110} dem jeweiligen Augenblickswert der steuernden Spannung derart, daß die Aufteilung der Gesamt-Speisespannung der Steuerung gemäß schwankt (Bild 3).

Die Ausgangsbuchse a **(Bilder 1** und 4) weist also gegen die Buchse m bei gesteuertem Verstärker die Summe aus der Signal-Ausgangsspannung und der halben Betriebsgleichspannung auf.

Der Übergang von Eintakt auf Gegentakt

Der Übergang erfolgt in der mit dem Transistor T_{106} bestückten Stufe. Diese Stufe steuert die Transistoren T_{107} und T_{108} mit entgegengesetzt gleichen Signalspannungen. Zu diesem Zweck sind für das Signal die in **Bild 4** mit A und B bezeichneten Punkte über Elektrolytkondensatoren (C_{116} und C_{119}) mit dem Punkt D verbunden. Dieser weist gegen Masse (außer der halben Betriebsspannung) die Signal-Ausgangsspannung auf.

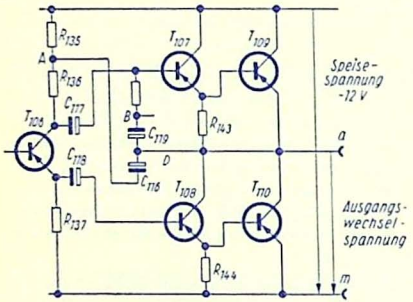


Bild 4

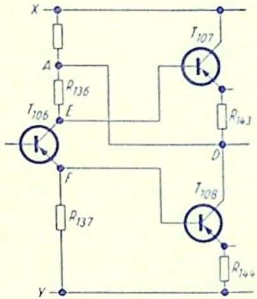


Bild 5

Durch die Verbindung der Punkte A, B und D (über C_{116} und C_{119}) wird erreicht, daß die an den Widerständen R_{136} und R_{137} erforderlichen Steuerspannungen für die Transistoren T_{107} und T_{108} gleiche Beträge haben. Andernfalls müßte die Steuerspannung für den Transistor T_{107} um die Ausgangswechselspannung höher sein als die Steuerspannung für den Transistor T_{108}.

In **Bild 5** ist das von **Bild 4** hier für das Signal Wesentliche herausgezeichnet. Wie dieses Bild zeigt, herrscht für den Transistor T_{107} zwischen Basis und Fußpunkt des Emitterwiderstandes R_{143} die an dem Punkt E gegen den Punkt A auftretende Signalspannung. Die Basis des Transistors T_{108} weist gegen den Fußpunkt des zugehörigen Emitterwiderstandes R_{144} die Spannung des Punktes F gegen den Punkt Y auf. Da die Werte der Widerstände R_{136} und R_{137} ebenso wie die der Widerstände R_{143} und R_{111} jeweils übereinstimmen und der Collectorstrom des Transistors T_{106} seinem Emitterstrom gleichgesetzt werden kann, handelt es sich um entgegengesetzt gleiche, den Endstufenteil steuernde Signalspannungen.

Die Spannung des Punktes D gegen Y ist gegeben als Summe aus der Signal-Ausgangsspannung des Verstärkers und der halben Verstärker-Betriebsspannung **(Bild 3).** Die Spannungen an den Endstufen-Einheiten und damit auch an den Reihenschaltungen T_{107} mit R_{143} sowie T_{108} mit R_{144} schwanken entgegengesetzt gleich, und zwar um den Mittelwert, der durch die Hälfte der Speisespannung dargestellt ist.

Entgegengesetzt gleiche Aussteuerung bei demgemäß entgegengesetzt gleichen Schwankungen der Collectorspannungen ergibt für die Transistoren T_{107} und T_{108} den ordnungsgemäßen Gegentaktbetrieb.

Die Stufe, in der der Übergang von Eintakt auf Gegentakt stattfindet (T_{106}), ist über den Widerstand R_{133} in sich gegengekoppelt. Eine zusätzliche, spannungsproportionale Stromgegenkopplung vom Verstärkerausgang auf die Basis des Transistors T_{106} ist am Widerstand R_{132} einstellbar. Sie verringert Eingangs- und Ausgangswiderstand sowie die Verzerrungen der Endstufengruppen-Einheit.

Statt AB-Betrieb auch B-Betrieb

B-Betrieb bietet den Vorteil einer kleineren Endstufenverlustleistung und damit den einer geringeren Eigenerwärmung. Hierdurch wird der für den Betrieb zulässige Umgebungstemperaturbereich nach oben erweitert.

Diesen Vorteil erkauft man durch erhöhten Klirrgrad. Außerdem sind bei B-Betrieb die Schwankungen der Speisespannung von weit stärkerem Einfluß auf Ausgangsleistung und höchstzulässige Übertemperatur als bei AB-Betrieb.

Zum Übergang auf B-Betrieb schließt man den Widerstand R_{140} kurz und wählt als Widerstand R_{141} einen Stellwiderstand. An diesem stellt man den Collector-Ruhestrom der Endstufe (je Kanal) auf etwa 100 mA ein.

Lautsprecherweiche

Die Weiche, deren Schaltung **Bild 6** zeigt, ist für eine Überlappungsfrequenz von etwa 280 Hz und einen Dämpfungsanstieg von 12 dB je Oktave ausgelegt. Die Hochtonlautsprecher (je 4 Ω) sind über Elektrolytkondensatoren angeschlossen. Wegen der hier ohnehin vorhandenen Gleichspannung lassen sich gepolte Elektrolytkondensatoren verwenden.

Zwischen den zwei Anschlußpunkten des Tieftonlautsprechers (4 Ω) herrscht keine Gleichspannung. Daher müssen zum Überbrücken dieses Lautsprechers (für Frequenzen über etwa 280 Hz) gegeneinander geschaltete Elektrolytkondensatoren verwendet werden.

Durch die in Bild 6 durch Punkte gekennzeichnete Polung der Hochtonlautsprecher wird für die Höhenwiedergabe die gegenseitige Phasendrehung (zwischen erster und zweiter Stufe) rückgängig gemacht.

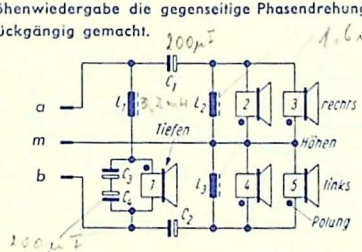


Bild 6

Die Polung des Tieftonlautsprechers gegenüber den Hochtonlautsprechern berücksichtigt die Phasendrehungen in der Weiche.

Die Ausgangsklemmen *a* und *b* (Bild 1) führen gegen Masse Gleichspannung!

Stromversorgung

Der voll ausgesteuerte Verstärker nimmt bei 12,6 V Speisespannung etwa 17,6 W auf. Diese Leistung kann von einer Akkumulatorenbatterie geliefert werden.

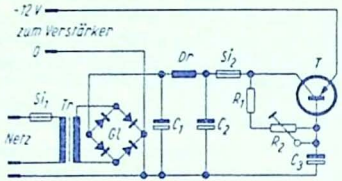


Bild 7

Jedoch ist auch Netzbetrieb möglich. Dazu dient der Netzanschlußteil (**Bild 7**). Die abgegebene Spannung wird durch den Kondensator C_2 und in der Hauptsache durch die angefügte Transistorschaltung beruhigt: Der dort der Basis vorgeschaltete Kondensator C_3 wirkt über den Transistor mit der um den Faktor β erhöhten Kapazität.

Die Eigenschaften des Verstärkers

Die zahlenmäßigen Angaben finden sich unter den „Technischen Daten". Die Abhängigkeit des Klirrgrades von der Aussteuerung zeigen die **Bilder 8** und **9**.

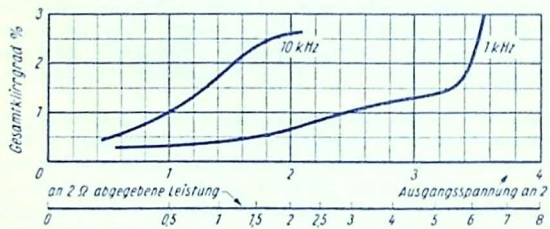


Bild 8

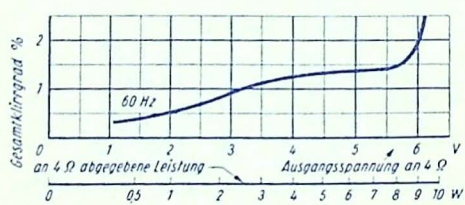


Bild 9

Bild 8 betrifft jeweils einen der beiden Verstärker. Der in Bild 9 dargestellte Klirrgrad ist, der Anschaltung des Tieftonlautsprechers gemäß, zwischen beiden Verstärkern gemessen.

Bild 10 veranschaulicht die Möglichkeiten zum Beeinflussen des Frequenzganges

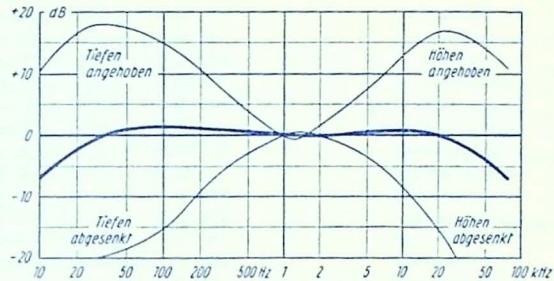


Bild 10

Schaltteilliste zu Bild 1

Widerstände

R_{101}	R_{201}	Schichtdrehwiderstand	1	MΩ	± 10%	linear
R_{102}	R_{202}	Schichtwiderstand	68	kΩ	± 10%	50 mW
R_{103}	R_{203}	Schichtwiderstand	22	kΩ	± 10%	50 mW
R_{104}	R_{204}	Schichtwiderstand	22	kΩ	± 10%	50 mW
R_{105}	R_{205}	Schichtwiderstand	6,8	kΩ	± 10%	50 mW
R_{106}	R_{206}	Schichtwiderstand	6,8	kΩ	± 10%	50 mW
R_{107}	R_{207}	Schichtwiderstand	47	kΩ	± 10%	50 mW
R_{108}	R_{208}	Schichtwiderstand	47	kΩ	± 10%	50 mW
R_{109}	R_{209}	Schichtwiderstand	4,7	kΩ	± 10%	50 mW
R_{110}	R_{210}	Schichtwiderstand	1,2	kΩ	± 10%	50 mW
R_{111}	R_{211}	Schichtwiderstand	1	kΩ	± 2%	50 mW
R_{112}	R_{212}	Schichtdrehwiderstand	10	kΩ	± 10%	200 mW
R_{113}	R_{213}	Schichtwiderstand	100	Ω	± 2%	50 mW
R_{114}	R_{214}	Schichtwiderstand	1	kΩ	± 2%	50 mW
R_{115}	R_{215}	Schichtdrehwiderstand	10	kΩ	± 10%	200 mW
R_{116}	R_{216}	Lautstärkeeinsteller nach besonderer Schaltteilliste				
R_{117}	R_{217}	Heißleiter (NTC-Widerstand)	1	kΩ	± 20%	Valvo B 832 003 P
R_{118}	R_{218}	Schichtwiderstand	470	Ω	± 10%	50 mW
R_{119}	R_{219}	Schichtwiderstand	150	Ω	± 10%	50 mW
R_{120}	R_{220}	Schichtwiderstand	3,9	kΩ	± 10%	50 mW
R_{121}	R_{221}	Schichtdrehwiderstand	3,3	kΩ	± 10%	linear
R_{122}	R_{222}	Schichtwiderstand	8,2	kΩ	± 10%	50 mW
R_{123}	R_{223}	Schichtwiderstand	330	Ω	± 10%	50 mW

R_{124}	R_{224}	Schichtwiderstand	2,2	kΩ	± 10 %	50 mW
R_{125}	R_{225}	Schichtwiderstand	270	Ω	± 10 %	50 mW
R_{126}	R_{226}	Schichtwiderstand	68	Ω	± 10 %	50 mW
R_{127}	R_{227}	Schichtwiderstand	270	Ω	± 10 %	250 mW
R_{128}	R_{228}	Schichtwiderstand	180	Ω	± 10 %	250 mW
R_{129}	R_{229}	Schichtwiderstand	33	Ω	± 10 %	50 mW
R_{120}	R_{230}	Schichtwiderstand	10	Ω	± 10 %	50 mW
R_{31}		Drahtdrehwiderstand	15	Ω	± 10 %	500 mW
R_{132}	R_{232}	Schichtdrehwiderstand	1	kΩ	± 10 %	linear
R_{133}	R_{233}	Schichtwiderstand	8,2	kΩ	± 10 %	50 mW
R_{134}	R_{234}	Schichtwiderstand	2,2	kΩ	± 10 %	50 mW
R_{135}	R_{235}	Schichtwiderstand	330	Ω	± 10 %	50 mW
R_{136}	R_{236}	Schichtwiderstand	470	Ω	± 10 %	50 mW
R_{137}	R_{237}	Schichtwiderstand	470	Ω	± 10 %	50 mW
R_{138}	R_{238}	Schichtwiderstand	680	Ω	± 10 %	50 mW
R_{139}	R_{239}	Schichtwiderstand	680	Ω	± 10 %	50 mW
R_{140}	R_{240}	Schichtdrehwiderstand	22	Ω	± 10 %	linear
R_{141}	R_{241}	Schichtwiderstand	47	Ω	± 10 %	50 mW
R_{142}	R_{242}	Heißleiter (NTC-Widerstand)	50	Ω	± 10 %	Valvo B 832 001 A/50 F
R_{143}	R_{243}	Schichtwiderstand	330	Ω	± 10 %	50 mW

Kondensatoren

C_{101}	C_{201}	Papierkondensator	0,1	µF	± 10 %	160 V=
C_{102}	C_{202}	Elektrolytkondensator	10	µF		3 V=
C_{103}	C_{203}	Elektrolytkondensator	2	µF		3 V=
C_{104}	C_{204}	Elektrolytkondensator	30	µF		6 V=
C_{105}	C_{205}	Elektrolytkondensator	100	µF		12 V=
C_{106}	C_{206}	Elektrolytkondensator	100	µF		12 V=
C_{107}	C_{207}	MKL-Kondensator [1]	0,25	µF	± 20 %	60 V=
C_{108}	C_{208}	MKL-Kondensator [1]	2	µF	± 20 %	60 V=
C_{109}	C_{209}	Papierkondensator[1]	6,8	nF	± 10 %	250 V=
C_{110}	C_{210}	Papierkondensator[1]	68	nF	± 10 %	160 V=
C_{111}	C_{211}	Elektrolytkondensator	100	µF		3 V=
C_{112}	C_{212}	Elektrolytkondensator	100	µF		3 V=
C_{113}	C_{213}	Papierkondensator	6,8	nF	± 10 %	250 V=
C_{114}	C_{214}	Elektrolytkondensator	500	µF		12 V=
C_{115}	C_{215}	Elektrolytkondensator	100	µF		12 V=
C_{116}	C_{216}	Elektrolytkondensator	100	µF		12 V=
C_{117}	C_{217}	Elektrolytkondensator	50	µF		12 V=
C_{118}	C_{218}	Elektrolytkondensator	50	µF		12 V=
C_{119}	C_{219}	Elektrolytkondensator	100	µF		12 V=
C_{120}	C_{220}	Elektrolytkondensator	100	µF		12 V=

[1]) paarweise aussuchen

Transistoren

T_{101} T_{201}	OC 604	Kennfarbe violett, weiß
T_{102} T_{202}	OC 604	Kennfarbe grün bis weiß
T_{103} T_{203}	OC 604	Kennfarbe blau bis weiß
T_{104} T_{204}	OC 604	Kennfarbe grün bis weiß
T_{105} T_{205}	OC 604 spez.	
T_{106} T_{206}	OC 604	Kennfarbe grün bis weiß
T_{107} T_{207}	OC 604 spez.	paarweise ausgesucht
T_{108} T_{208}	OC 604 spez.	
T_{109} T_{209}	OD 603	paarweise ausgesucht
T_{110} T_{210}	OD 603	

Glühlampen

La_{101} La_{102} La_{201} La_{202} 24 V 40 mA

Schaltteilliste zu Bild 2

alle Teile zweifach; Widerstände nach Möglichkeit paarweise ausgesucht, wenn nicht: maximale Toleranz ± 2%; Belastbarkeit 50 mW; Schichtwiderstände

R_{1a}	R_{2a}	3 kΩ	R_{1e}	R_{2e}	750 Ω	R_{1i}	R_{2i}	180 Ω
R_{1b}	R_{2b}	2,2 kΩ	R_{1f}	R_{2f}	510 Ω	R_{1j}	R_{2j}	130 Ω
R_{1c}	R_{2c}	1,5 kΩ	R_{1g}	R_{2g}	360 Ω	R_{1k}	R_{2k}	91 Ω
R_{1d}	R_{2d}	1 kΩ	R_{1h}	R_{2h}	270 Ω	R_{1l}	R_{2l}	220 Ω

Stufenschalter mit 12 Schaltstellungen, zweipolig (je 1 Pol für jeden Verstärkerteil)

Schaltteilliste zu Bild 6

$C_1 \dots C_4$	Elektrolytkondensatoren	200 µF	12 V=
L_1	Drosselspule	3,2 mH	0,173 Ω
	0,8 mm CuL, 77 Windungen	Kern: T 36/21 Ausf. 1M2	
L_2, L_3	Drosselspulen	1,6 mH	0,078 Ω
	1 mm CuL, 54 Windungen	Kerne: T 36/21 Ausf. 1M2	

Schaltteilliste zu Bild 7

R_1	Drahtwiderstand	22 Ω	± 10%	500 mW
R_2	Draht-Einstellwiderstand	100 Ω	± 10%	500 mW
$C_1 \dots C_3$	Elektrolytkondensatoren	1000 µF		35 V=
Dr	Siebdrossel	20 mH		1,08 Ω
	0,65 mm CuL, 245 Windungen, Kern M 42 mit 0,5 mm Luftspalt, 42 Bleche 0,35 mm, gleichschichtig			
Gl	4 Germaniumdioden	AEG E 60/25—0,25 GE		
Si_1	Sicherung	0,25 A		träge
Si_2	Sicherung	1,6 A		flink
Tr	Netztransformator	220 V / 12,5 V		
	Primärwicklung 0,25 CuL, 1800 Windungen, darüber Sekundärwicklung 0,8 CuL, 130 Windungen, Kern M 65, 52 Bleche 0,5 mm V_{10} = 2,3 W/kg wechselschichtig			
T	Leistungstransistor	OD 603		

Gleichspannungswandler mit Transistoren für kleine Leistungen

Anwendung und Vorteile

Transistor-Gleichspannungswandler dienen zum Gewinnen höherer Betriebsspannung (z. B. 100 V) aus niedriger Batteriespannung (z. B. 6 V). Man verwendet sie für mit Röhren und Transistoren gemischt bestückte Empfangsgeräte, für Isolationsprüfer und andere Meßgeräte. Ferner werden sie benutzt in elektronischen Photoblitzen und Blinkanlagen.

Die Vorteile der Transistor-Gleichspannungswandler gegenüber mechanischen Zerhackern und Wechselrichtern sind:

größere Betriebssicherheit, längere Lebensdauer sowie Unabhängigkeit von der Lage im Raum und Unempfindlichkeit gegen Erschütterungen, weil mechanisch bewegte Teile fehlen,

kleinere Transformatoren und weniger aufwendige Siebmittel, wegen der höheren Betriebsfrequenz, also geringeres Gewicht und weniger Raumbedarf,

höherer Wirkungsgrad und größere Wirtschaftlichkeit auch für extrem kleine Leistungen, weil die mit dem mechanischem Betrieb verknüpften Verluste wegfallen.

Schaltungen

Ein Transistor-Gleichspannungswandler umfaßt folgende Hauptteile:

eine Schwingschaltung, in der aus der Batteriespannung eine Wechselspannung gewonnen wird, mit einem Aufwärtstransformator und

einen Gleichrichterteil mit wenigstens einem Ventil zum Gleichrichten und mit Siebmitteln zum Glätten der Spannung sowie gegebenenfalls

Mittel zum Stabilisieren der Ausgangsspannung bzw. zum Schutz gegen Überspannung.

Die Schwingung wird für geringe Leistungen mit nur einem Transistor, also in Eintaktschaltung, erzeugt.

Für größere Leistungen arbeitet man auch mit Gegentaktschaltung. Damit lassen sich die bei höheren Batteriespannungen störenden Unterbrechungsspannungen an den Transistoren beschränken. Der vorliegende Beitrag betrifft ausschließlich Eintaktschaltungen.

Drei Arten des Gleichspannungswandlers mit Eintaktschaltung

Während die meisten Schwingschaltungen zeitlich sinusförmigen Spannungsverlauf zum Ziel haben, wird hier Rechteckverlauf angestrebt. Das bedeutet Collectorstromstöße in periodischer Folge, also ständigen Wechsel zwischen Stromfluß und Sperrung (**Bild 1**).

Eine Periode (T) umfaßt demgemäß eine (Strom-) **Flußzeit** (T_1) und eine **Sperrzeit** (T_2).

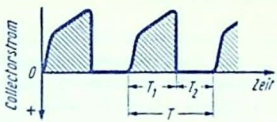


Bild 1

Den Ventilstrom kann man bei Verwenden eines einzelnen Transistors in dessen Sperrzeit oder in dessen Flußzeit, oder sowohl in der einen als auch in der anderen Zeit fließen lassen. Demgemäß gibt es

Sperrwandler,
(Strom-) Flußwandler und
Summierwandler.

Frequenz (Impulsfolgefrequenz)

An sich ist mit Rücksicht auf Transformator und Siebmittel eine hohe Impulsfolgefrequenz erwünscht. Doch muß man für hohe Ausgangsspannungen (über etwa 1 kV) insbesondere zu geringen Leistungen oft verhältnismäßig niedrige Frequenzen wählen, um die Be-

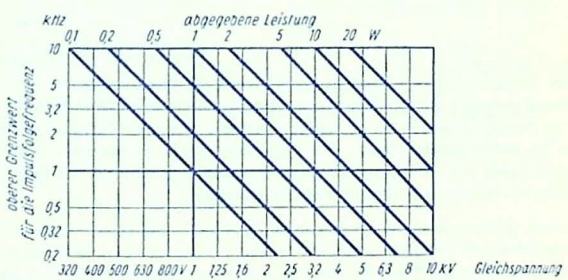


Bild 2

lastung der Sekundärwicklung des Transformators durch deren Eigenkapazität genügend klein zu halten. Zu Einweggleichrichtung und 40 pF Sekundärkapazität einschließlich Ventil gibt **Bild 2** Anhaltspunkte für die höchstzulässige Frequenz.

Transformator

Das Material für den Transformatorkern ist so zu wählen, daß sich bei der Impulsfolgefrequenz möglichst geringe Verluste ergeben.

Ebenso wichtig ist es, auf geringstmögliche Streuung des Transformators zwischen Primär- und Sekundärwicklung zu achten. Andernfalls ergeben sich durch das primäre Transformatorstreufeld unzulässig hohe zusätzliche Spitzen der am Collector gegen Emitter und Basis auftretenden Unterbrechungsspannungen.

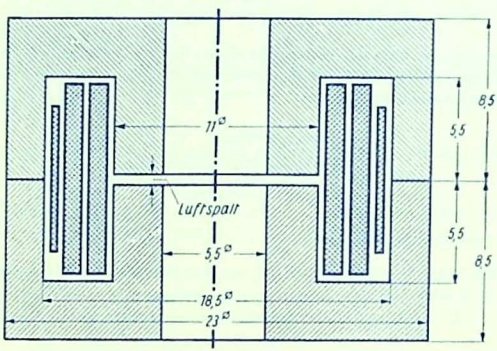


Bild 3

Niedrige Verluste und kleine Streuung erreicht man mit Ferrit-Schalenkernen. Soweit ein Luftspalt notwendig wird, muß er in den Mittelteil gelegt werden (**Bild 3**). Man ordnet dabei die Primärwicklung innen an. Darüber legt man die Sekundärwicklung. Auf sie kommt die Rückkopplungswicklung. Für Impulsfolgefrequenzen bis etwa 4 kHz kann man auch Kerne aus Transformatorblechen verwenden. Hierbei ist häufig ein Verschachteln von Primär- und Sekundärwicklung notwendig.

Sperrwandler

Bild 4 zeigt eine Sperrwandlerschaltung. In **Bild 5** sind untereinander, abhängig von der Zeit, aufgetragen: die am Collector gegen den Emitter des Transistors herrschende Spannung U_{CE}, der Collectorstrom I_C und der auf die Primärwicklung umgerechnete Ventilstrom I_{VP}

Die während der (Strom-) Sperrzeit (T_2) des Transistors auftretende transformierte Unterbrechungsspannung hat hier den Ventilstrom zur Folge. Dazu ist die während der

Flußzeit (T_1) im Transformator-Magnetfeld aufgespeicherte Arbeit (E_m) verfügbar (siehe hierzu „Magnetfeld-Arbeitsinhalt" Seite 36). Die aufgespeicherte Arbeit berechnet sich, wie folgt, aus der Primärinduktivität (L_1) des Transformators und aus dem Collectorstrom-Scheitelwert (I_{Csp}). Es gilt

$$E_m = \frac{1}{2} L_1 I^2_{Csp}$$

Der Scheitelwert, bis zu dem der Collectorstrom jeweils während der Flußzeit ansteigt, hängt über den Stromverstärkungsfaktor des Transistors im wesentlichen vom Widerstand R_1 und im übrigen, jedoch nur wenig, vom Wert des Belastungswiderstandes R_a ab. R_1 macht man also meist einstellbar, um damit den Sollwert der Ausgangsspannung einzuregeln.

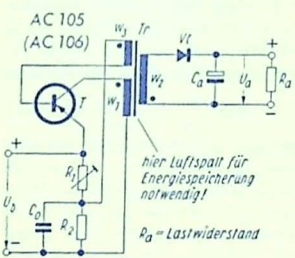


Bild 4

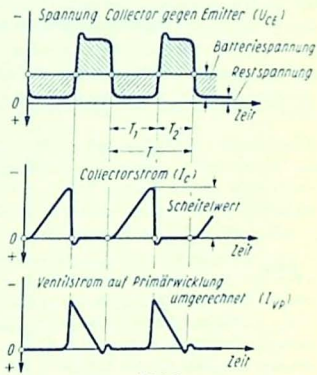


Bild 5

In den Augenblicken der Unterbrechung des Collectorstroms treten kurzzeitige höhere Spitzenspannungen am Collector, z. B. gegen den Emitter, auf, wie dies in Bild 5 oben dargestellt ist. Dabei handelt es sich um die auf Seite 286 erwähnten zusätzlichen Unterbrechungsspannungen, die durch die im magnetischen Streufeld aufgespeicherte Arbeit zustande kommen.

Die in Bild 5 dargestellten etwa ebenso kurzzeitigen kleinen Stromspitzen sind Verschiebungsstromstöße, die im Transistor bzw. Ventil beim plötzlichen Umspringen der Spannung auftreten.

Höchster Wirkungsgrad ergibt sich mit dem zeitlichen Transistor-Stromflußverhältnis (Bild 1)

$$\frac{T_1}{T} \approx 0{,}6$$

Die Transformator-Primärinduktivität L_1 wird hierzu folgendermaßen berechnet:

$$L_1 \approx 0{,}14 \cdot \frac{U_b^2}{f \cdot P_a}$$

Hierin bedeuten:

U_b = Spannung der Speisebatterie

f = gewählte Impulsfolgefrequenz

P_a = abzugebende Leistung.

Die Übersetzungsverhältnisse wählt man für eine am Lastwiderstand R_a zu erzielende Spannung U_a mit w_1 und w_2 gemäß Bild 4 so:

$$\frac{w_2}{w_1} \approx \frac{2}{3} \cdot \frac{U_a}{U_b} \text{ und } \frac{w_3}{w_1} \approx \frac{(2 \ldots 5) \cdot U_{BEsp}}{U_b}$$

worin

U_{BEsp} die Basis-Emitter-Spannung bedeutet, die zum Collectorstrom I_{Csp} gehört.

$$I_{Csp} \approx 4 \cdot \frac{P_a}{U_b}$$

Mit Zunahme des Belastungsstromes, also mit Abnahme des Außenwiderstandes R_a, sinkt die Ausgangsspannung bei konstantem R_1 zunächst rasch und dann immer schwächer ab. Für sehr geringe Werte des Belastungsstromes wird die Ausgangsspannung unzulässig hoch, wodurch das Ventil, der Speicherkondensator und auch der Transistor gefährdet werden.

Die Sperrwandlerschaltung eignet sich demgemäß vorwiegend für Fälle, in denen eine Grundlast bestehen bleibt. Günstig ist die Kurzschlußsicherheit der Sperrwandlerschaltung. Man verwendet sie z. B. in Kondensatoraufladegeräten für Blinkanlagen der Verkehrssicherung, für elektronische Photoblitze und für Elektrozäune, also in Fällen, in denen es sich darum handelt, einen Kondensator von einer geringen Restspannung aus aufzuladen.

Bei Sperrwandlern zum Erzeugen der Anoden- und Schirmgitter-Spannung für Elektronenröhren legt man in der Regel parallel zur Last, also zu R_a einen Widerstand, dessen Wert mit wachsender Spannung sinkt (amerikanische Kurzbezeichnung für einen solchen Widerstand: vdr). Damit beschränkt man das Ansteigen der Ausgangsspannung sowohl während des Anheizens der Röhren wie beim selbsttätigen Herunterregeln der Verstärkung und bei der Röhrenalterung.

Den Widerstand R_2 (Bild 4) wählt man im Interesse eines geringen Stromverbrauchs möglichst hoch. Sein Wert wird empirisch so bestimmt, daß beim Einschalten auch unter ungünstigsten Bedingungen (abgesunkene Batteriespannung, tiefste Umgebungstemperatur, Transistor an der unteren Grenze des Streubereiches der Stromverstärkung) noch ein ausreichend sicheres Anschwingen erfolgt.

(Strom-) Flußwandler

Hier fließt der Ventilstrom während der (Strom-)Flußzeit des Transistors. In dieser Zeit ist auf der Primärseite des Transformators (Schaltung nach **Bild 6**) eine Spannung wirksam, deren Wert nur wenig unter dem der angelegten Batteriespannung liegt. So entsteht eine Sekundärspannung, die sich etwa als Produkt aus Batteriespannung und Windungszahlenverhältnis $\frac{w_2}{w_1}$ ergibt. Die durch Gleichrichten der Sekundärspannung gewonnene Ausgangsspannung hängt demgemäß nur in dem Maße von der Last ab, wie dies durch die stromabhängigen Spannungsabfälle im Transistor, in der Primär- und Sekundärwicklung des Transformators sowie im Ventil bedingt ist. Der Flußwandler verhält sich also wie eine Spannungsquelle mit niedrigem Innenwiderstand. Für die meisten Verwendungszwecke bedeutet dies einen Vorteil gegenüber dem Sperrwandler.

Während der Unterbrechungszeit findet keine Gleichrichtung statt. Der im Unterbrechungszeitpunkt des Collectorstroms vorhandene Arbeitsinhalt des primären Magnetfeldes muß deshalb in einem – meist parallel zur Sekundärwicklung gelegten – „Umschwingkondensator" C_3 abgefangen und für die nächste Stromflußzeit verfügbar gehalten werden. Ohne diesen Kondensator würden sich – ähnlich wie bei einer unbelasteten Sperrwandlerschaltung – hohe Unterbrechungsspannungen am Transistor ergeben, so daß Durchschlagsgefahr für Ventil und Transistor bestünde.

Bei der auf hohen Wirkungsgrad gezüchteten Flußwandlerschaltung nach Bild 6 liegt zwischen der Rückkopplungsspule w_3 und der Basis-Emitterstrecke des Transistors ein besonderer Teiler für die Rückkopplungsspannung. Die erzeugte Frequenz wird hier hauptsächlich durch den Vorschalt-Kondensator C_T und die Querinduktivität L_T bestimmt. Daher kann der Transformator Tr eine verhältnismäßig hohe Induktivität haben. So können der durch C_2 fließende Blindstrom und mit ihm die Verluste relativ klein gehalten werden. Die Vorschalt-Induktivität L_V mit ihrem Parallelwiderstand R_D zum Abdämpfen ihrer Eigenschwingungen verbessert die Kurvenform des Collectorstromes und vermindert ihre Abhängigkeit von den Streuungen der Transistor-Werte.

Für die Schaltung nach Bild 6 gelten folgende Bemessungsregeln, worin L_1 und L_2 die Induktivitäten der Transformatorwicklungen mit den Windungszahlen w_1 und w_2 sind:

$$L_1 \approx (0{,}1 \ldots 0{,}15) \cdot \frac{U_b^2}{P_a \cdot f}$$

$$\frac{w_2}{w_1} \approx (1{,}05 \ldots 1{,}2) \cdot \frac{U_a}{U_b} \qquad \frac{w_3}{w_1} \approx (4 \ldots 5) \cdot \frac{U_{BEsp}}{U_b}$$

$$L_T \approx 1{,}3 \cdot \frac{U_{BEsp}}{f \cdot I_{Bsp}} \qquad C_T \approx 0{,}14 \cdot \frac{I_{Bsp}}{f \cdot U_{BEsp}}$$

$$L_V \approx 0{,}13 \frac{U_{BEsp}}{f \cdot I_{Bsp}} \qquad C_2 \approx \frac{0{,}0175}{f^2 \cdot L_2}$$

Um die Werte für U_{BEsp} und I_{Bsp} zu gewinnen, muß man zunächst den Scheitelwert des Collectorstromes errechnen, was mit folgender Faustformel geschehen kann:

$$I_{Csp} \approx 3 \cdot \frac{P_a}{U_b}$$

Zu dem berechneten Wert von I_{Csp} und zur Restspannung entnimmt man dem Kennlinienblatt des Transistors U_{BEsp} und I_{Bsp}

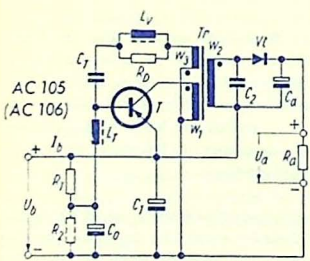


Bild 6

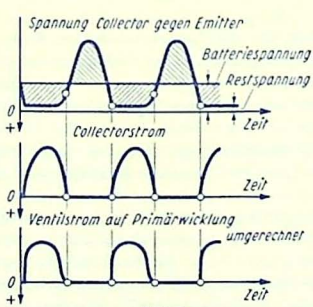


Bild 7

Bild 7 veranschaulicht den zeitlichen Verlauf der Collectorspannung und der Ströme. Man erkennt einen trapezförmigen Verlauf der Spannung in der Flußzeit und einen

Verlauf in Gestalt einer angenäherten Sinus-Halbwelle in der Sperrzeit. Der Wert der auf die Sekundärseite transformierten Scheitelspannung dieser Halbwelle ist für die Beanspruchung des Ventils in der Sperrichtung maßgebend. Ein Erhöhen der Kapazität von C_2 erniedrigt diesen Scheitelwert, verringert aber den Wirkungsgrad durch Vergrößern der Verluste in der Transformator-Sekundärwicklung.

Anschwingen beim Einschalten

Damit die Schaltung nach Bild 6 beim Einschalten der Batteriespannung anschwingt, muß – wenigstens vorübergehend – eine geeignete, gegen den Emitter negative Basisspannung hervorgerufen werden. Dies läßt sich durch passendes Bemessen des Teilers $R_1 + R_2$ erreichen (s. oben!). Doch kann man die erforderliche Basis-Emitter-Spannung im Einschaltmoment auch durch den Ladestromstoß des Kondensators C_0 am Widerstand R_1 hervorrufen. Der Gleichspannungswandler ist an die Batterie meist über Beruhigungsglieder angeschlossen, die die Flanke des Spannungsanstieges beim Einschalten verflachen. Hierzu muß C_0 ohnehin sehr groß gewählt werden (Größenordnung 100 µF). Für großes C_0 ist Widerstand R_2 parallel zu C_0 nur dann erforderlich, wenn man sicheres Wiederanschwingen auch beim Wiedereinschalten ganz kurz nach dem Ausschalten verlangt. R_2 darf in diesem Falle relativ groß sein (z. B. 20 kΩ) und braucht somit wenig Strom.

Es besteht eine gewisse Möglichkeit dafür, daß der Transistor in dieser Schaltung anormal durch Spitzenströme über die zugehörigen Grenzwerte hinaus beansprucht wird. Folglich empfiehlt sich gegebenenfalls eine Rückfrage beim Hersteller.

Flußwandler mit Stromrückführung

Bei Flußwandlerschaltungen für das Speisen von Röhren z. B. für Fernsteuerschaltungen ist oft der Wert des zu liefernden Gleichstroms etwa gleich dem Wert des im

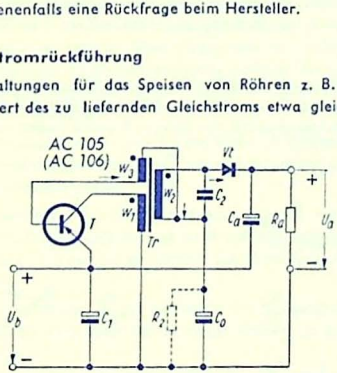


Bild 8

Schwingbetrieb für die Basis erforderlichen Vorstroms. Da hierbei eine gleichspannungsmäßige Trennung zwischen der Batterie und der Ausgangsseite des Wandlers nicht verlangt ist, kann man auf den Teiler $R_1 + R_2$ verzichten, indem man den Gleichstrom I_a

auch über den Basiskreis fließen läßt. Man erhält so die Schaltung nach Bild 8. Diese Schaltung hat den besonderen Vorteil, daß sich der Basis-Vorstrom bei Laständerungen ebenfalls entsprechend ändert, so daß hier die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Last noch geringer wird als in der Schaltung nach Bild 6. Die Schwingungen würden hier bei völlig unbelastetem Wandler nach Aufladung des Speicherkondensators wieder aussetzen, weil dann kein Basisstrom fließen kann. Das vermeidet man z. B. für die Stromversorgung von Röhren, deren Anheizzeit gegenüber der Aufladezeit des Speicherkondensators lang ist, durch Einfügen eines Widerstandes R_2 mit ganz ungefähr 50 kΩ (in Bild 8 gestrichelt).

In der Schaltung nach Bild 8 fehlt auch der besondere Teiler für die Rückkopplungsspannung. Er würde hier den Wirkungsgrad nicht wesentlich verbessern. Die Bemessungsformeln für die Schaltung ohne Rückkopplungsteiler sind:

$$L_1 \approx (0{,}05 \ldots 0{,}08)\,\frac{U_b^2}{f \cdot P_a} \qquad C_2 \approx (0{,}15 \ldots 0{,}25)\,\frac{P_a}{f \cdot U_a^2}$$

$$\frac{w_2}{w_1} \approx (1{,}05 \ldots 1{,}2)\,\frac{U_a}{U_b} \qquad \frac{w_3}{w_1} \approx (3 \ldots 4)\,\frac{U_{BEsp}}{U_b}$$

Summierwandler

Hierzu sind zwei Ventile notwendig. Diese können nach Greinacher bzw. Delon oder nach Villard geschaltet sein. Wegen der beim Eintakt-Gleichspannungswandler im allgemeinen ungleichen Höhe der beiden Sekundärspannungshalbwellen erhält man hier allerdings statt der sonstigen „Spannungsverdopplung" ein Summieren der ungleichen Teilspannungen.

Bild 9 gibt ein Schaltbeispiel. **Bild 10** zeigt den zeitlichen Verlauf der Spannung am Transistor, des Collectorstromes und der Ventilströme. Das günstigste zeitliche Stromverhältnis beträgt auch hier etwa 0,6. Die übrigen Formeln haben von den Sperrwandlerformeln abweichende Faktoren. Es gilt für $\frac{T_1}{T} = 0{,}6$:

$$L_1 \approx 0{,}23 \cdot \frac{U_b^2}{f \cdot P_a}$$

$$\frac{w_2}{w_1} \approx 0{,}44 \cdot \frac{U_a}{U_b} \qquad \frac{w_3}{w_1} \approx \frac{(2 \ldots 4) \cdot U_{BEsp}}{U_b}$$

$$I_{C\,sp} \approx 2{,}4 \cdot \frac{P_a}{U_b}.$$

Die Ausgangsspannung hängt ähnlich, jedoch etwas weniger von der Belastung ab als beim Sperrwandler. Für den Basis-Spannungsteiler und den Kondensator C_0 gilt sinngemäß dasselbe wie bei Sperrwandler. Der Wirkungsgrad liegt beim Summierwandler

etwas höher als beim Sperrwandler. Für höhere Ausgangsleistungen ist daher diese Schaltung günstiger als die des Sperrwandlers.

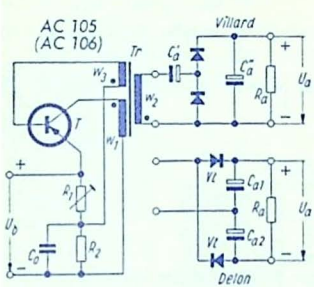


Bild 9

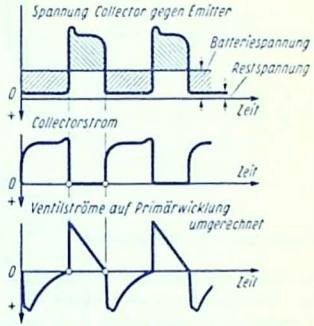


Bild 10

Gegendiode zum Stabilisieren der Ausgangsspannung des Sperr- oder Summierwandlers

Sperr- und Summierwandler haben den Nachteil einer starken Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung. Diese Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Laststrom kann man beim Sperrwandler und Summierwandler durch Stabilisieren vermindern. Ein einfaches Mittel hierzu besteht im Verwenden eines weiteren Ventils, das beim Überschreiten eines bestimmten Wertes der Unterbrechungsspannung während der Sperrzeit des Transistors Strom in die Speisebatterie zurückliefert.

Sperr- oder Summier-Wandler mit Gegendiode sind zum Erzeugen relativ hoher Spannungen manchmal vorteilhafter als Flußwandler: Bei letzteren ist die Spannungsbeanspruchung des Gleichrichters größer.

Bild 11 zeigt eine derartige Summierwandlerschaltung mit einem solchen Ventil Vl_0 (einer „Gegendiode"). Diese Diode liegt an einer Hilfswicklung (w_2) des Transformators. Die Ausgangsspannung, bei der ein Strom über die Gegendiode einsetzt, hängt von der Windungszahl w_2 ab.

Für „Stabilisierung" wählt man w_2 so, daß schon bei Normallast über die Gegendiode ein Strom fließt; diesen muß man um so höher wählen, je größer der Bereich der Stabilisierung sein soll.

Für einen bloßen „Überspannungschutz" bei Wegfall der Last wählt man w_2 so, daß der Strom über die Gegendiode erst einsetzt, wenn die Unterbrechungsspannung den höchstzulässigen Wert fast erreicht. Während eine „Stabilisierung" den Wirkungsgrad merklich verschlechtert (Nachteil gegen Flußwandler!), ist dies beim bloßen „Überspannungsschutz" nicht der Fall.

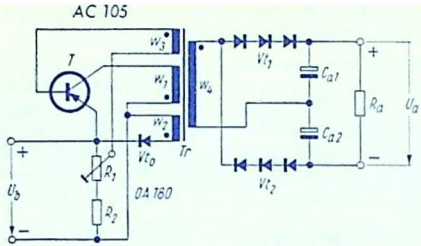


Bild 11

Gegendiode für Flußwandler

Im Flußwandler kann man, statt den magnetischen Arbeitsinhalt des Transformators bei der Collectorstrom-Unterbrechung im Umschwingkondensator abzufangen, diesen Arbeitsinhalt ebenfalls mittels einer Gegendiode in die Batterie zurückführen. Da die Unterbrechungsspannung zwischen Collector und Emitter bzw. an der Sekundärwicklung des Transformators hierbei kleiner gehalten werden kann, eignet sich eine solche Schaltung besonders für den Betrieb an einer 12-V-Batterie und für ein Erzeugen besonders hoher Ausgangsspannungen.

Ausführungsbeispiele für Schaltungen

Gleichspannungswandler 6 V / 25 V, 25 mA, Schaltung nach Bild 6, Seite 290.

Schaltteilliste:

R_1	Schichtwiderstand	150 Ω	0,1	W
R_D	Schichtwiderstand	400 Ω	0,1	W
C_0	Elektrolytkondensator	100 µF	12/15	V
C_1	Elektrolytkondensator	500 µF	12/15	V
C_a	Elektrolytkondensator	10 µF	60/70	V
C_T	Papierkondensator	0,25 µF	125	V
C_2	Kunstfolienkondensator	10 nF	125	V
L_T	Drosselspule (Bild 12)	8,5 mH	160 Wdg. 0,1 CuL	
L_V	Drosselspule (Bild 12)	0,85 mH	150 Wdg. 0,1 CuL	

Tr Transformator mit Ferrit-Schalenkern nach Bild 3

$w_1 = 52 \times 0{,}3$ CuL $\quad L_1 = 1{,}1$ mH

$w_2 = 190 \times 0{,}15$ CuL $\quad A_L = 400$ nH/w^2, siehe Seite 40

$w_3 = 18 \times 0{,}2$ CuL

Vt Gleichrichterventil (Siliziumdiode, z. B. Typ OA 130, oder Selengleichrichter) mit 80 V Sperrspannung

T Transistor AC 105 oder AC 106

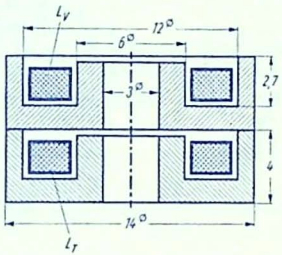


Bild 12

Aufbau der Drosselspulen

Ein Ferrit-Schalenkern mit 14 mm ø wird hier so zusammengesetzt, daß der Boden der einen Hälfte für die andere Hälfte den magnetischen Kreis schließt **(Bild 12)**. Damit wird für die eine Wicklung ein guter und für die andere Wicklung ein schlechterer magnetischer Schluß erzielt. Trotz der großen Verschiedenheit der Induktivitäten von L_T und L_V ergeben sich hiermit etwa gleiche Windungszahlen.

Gleichspannungswandler 6 V / 70 V; 5 ... 10 mA. Schaltung nach Bild 8 (Seite 291)

Schaltteilliste:

C_0	Elektrolytkondensator	4 µF	12/15 V
C_1	Elektrolytkondensator	100 µF	12/15 V
C_a	Elektrolytkondensator	0,5 µF	150/165 V
C_2	Kunstfolienkondensator	2,5 nF	250 V

Tr Transformator mit Ferrit-Schalenkern nach Bild 3

$w_1 = 61 \times 0{,}28$ CuL $\quad L_1 = 1{,}5$ mH

$w_2 = 814 \times 0{,}09$ CuL $\quad A_L = 400$ nH/w^2, siehe Seite 40

$w_3 = 25 \times 0{,}15$ CuL

Vt Gleichrichterventil (Siliziumdiode) mit 250 V Sperrspannung (Typ auf Anfrage)

T Transistor AC 105 oder AC 106

Gleichspannungswandler 6 V / 1500 V; 0,5 mA zum Erzeugen der Betriebsspannungen für eine Oszillographenröhre. Schaltung nach Bild 11, Seite 294.

Schaltteilliste:

R_1	Regelwiderstand	300	Ω	0,2 W
R_2	Schichtwiderstand	2	kΩ	0,1 W
C_{a1}	Papierkondensator	0,1	µF	750/2250 V
C_{a2}	Papierkondensator	0,1	µF	750/2250 V

Tr Transformator mit Ferrit-Topfkern nach **Bild 13**

$w_1 =$ 35×0,25 CuL $\quad L_1 = 1{,}66$ mH
$w_2 =$ 24×0,35 CuL $\quad A_L = 1350$ nH/w^2, siehe Seite 40
$w_3 =$ 13×0,20 CuL
$w_4 =$ 3900×0,07 CuL

T Transistor AC 106

Vt_0 Gleichrichterventil (Germanium-Flächengleichrichter oder Golddrahtdiode OA 180 oder Selengleichrichter mit einer Platte)

Vt_1 Gleichrichterventil (Siliziumdioden-Kette oder Selengleichrichter) mit 2000 V Sperrspannung

Vt Gleichrichterventil (Siliziumdioden-Kette oder Selengleichrichter) mit 2000 V Sperrspannung

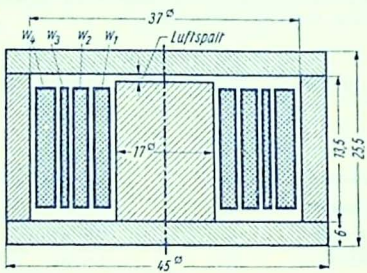


Bild 13

Die umstehenden Bilder 14, 15 und 16 enthalten für die drei Schaltungsbeispiele (Bilder 6, 8 und 11) Betriebskennlinien. Diese wurden mit Siliziumventilen (Typen auf Anfrage) gemessen. Mit Selenventilen erhält man etwas geringere Wirkungsgrade.

Betriebskennlinien von Gleichspannungswandlern mit Transistoren

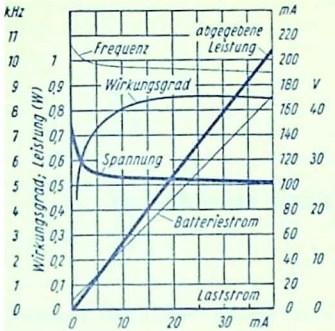


Bild 14

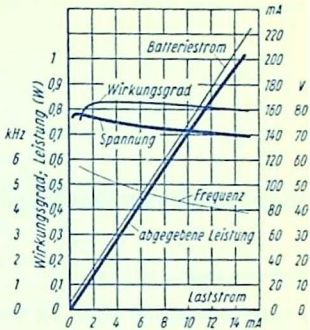


Bild 15

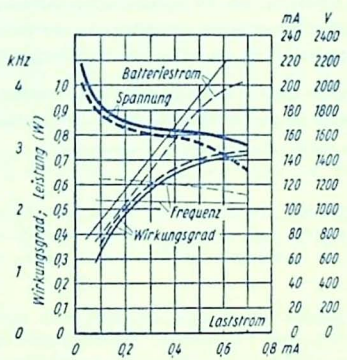


Bild 16

Bild 14 zu Schaltung Seite 290 (Strom-Flußwandler, Bild 6)

Bild 15 zu Schaltung Seite 291 (Flußwandler mit Stromrückführung, Bild 8)

Bild 16 zu Schaltung Seite 294 (Summierwandler mit Gegendiode, Bild 11)

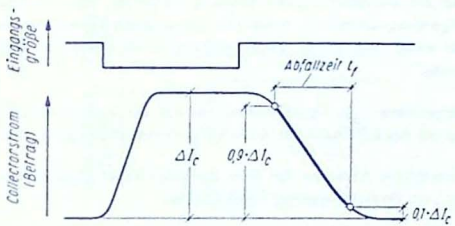
Fachausdrücke zur Physik und Technik der Halbleiter

Vorbemerkung

Folgende Zusammenstellung soll das Studium der Halbleiter-Fachliteratur erleichtern. Sie bringt zu den in diesem Schrifttum häufiger erscheinenden Fachausdrücken kurze und dabei nach Möglichkeit anschauliche Erklärungen. Eine Definition von Begriffen im Sinne der Normung ist hiermit nicht bezweckt. Daraus erklärt sich, daß im folgenden auch Fachausdrücke erklärt werden, die in den Normen nicht berücksichtigt sind. Es wurde im Gegenteil Wert darauf gelegt, alle gebräuchlichen Bezeichnungen wichtiger Begriffe zu berücksichtigen, um so das Finden der Erklärungen zu erleichtern.

Ergänzungen zu dem, was hier über Vierpole enthalten ist, bringt das TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I. Auch auf das TELEFUNKEN-Fachbuch: Der Transistor, Grundlagen und Kennlinien, sei in diesem Zusammenhang hingewiesen.

Abfallzeit (t_f, für den Collectorstrom): Zeit, die der Collectorstromwert bei entsprechendem sprunghaftem Ändern der Eingangsgröße (Basis-Emitter-Spannung bzw. Basisstrom) benötigt, um vom 0,9fachen auf das 0,1fache des Unterschiedes zwischen Anfangs- und Endwert abzusinken (**Bild**).



Ablösearbeit (für Elektronen): Arbeit, die benötigt wird, um von einem Atom ein → Valenz-Elektron abzulösen und dieses damit als freies Elektron zu gewinnen. Als Maß für die Ablösearbeit dient das Elektronenvolt (1 eV = $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Ws). Die Ablösearbeit ergibt sich als Produkt aus der → Ionisierungsspannung (ΔU) und der Elementarladung des Elektrons (q). Man hat drei Ablösearbeiten zu unterscheiden: Die Ablösearbeit, die für Einzelatome in Frage kommt, also innerhalb von Gasen ($\Delta U \approx 4...25$ V), die Ablösearbeit in einem reinen Kristall (ΔU für Germanium 0,72 V) und die Ablösearbeit für Valenz-Elektronen von Störatomen eines Kristalls ($\Delta U < 0{,}1$ V). Für einen Halbleiterkristall ist die Ablösearbeit mit dem → Bandabstand zwischen Valenzband und Leitungsband identisch. Der Zahlenwert beträgt für Germanium mit $q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ As und $\Delta U = 72 \cdot 10^{-2}$ V

$$q \cdot \Delta U = 1{,}6 \cdot 10^{-19} \cdot 72 \cdot 10^{-2}\ \text{eV} = 1{,}14 \cdot 10^{-19}\ \text{Ws}.$$

Aktivierungsenergie (für Elektronen): Arbeit (Energie), die nötig ist, um einen Ladungsträger aus einem Zustand niedriger Energie in einen Zustand höherer Energie zu überführen, um also seinen Arbeitsinhalt dementsprechend zu erhöhen. Spezieller Fall: → Ablösearbeit.

Akzeptor: In das Gitter eines Halbleiters eingelagertes Fremdatom, dessen Valenz-Elektronenzahl die des Halbleiteratoms um die Zahl 1 unterschreitet. Für Germanium (Atom mit 4 Valenz-Elektronen) kommen als Akzeptoren z. B. in Betracht: Indium, Gallium und Aluminium mit je 3 Valenz-Elektronen. Akzeptoren bewirken → Löcherleitfähigkeit.

Akzeptor-Atom: Ein als Akzeptor eingelagertes Fremdatom, das noch kein Elektron aufgenommen hat.

Akzeptor(en)-Dichte (N_A oder n_A): Zahl der Akzeptor-Atome bzw. Akzeptor-Ionen je Raumeinheit (z. B. je cm^3).

Akzeptor-Ion: Akzeptor-Atom, das ein Elektron aufgenommen hat. Dem Akzeptor-Ion kommt so eine negative Elementarladung zu, wobei zusätzlich als bewegliches Loch eine positive Elementarladung im Kristall auftritt.

Alpha (α): Stromverstärkungsfaktor für Basisschaltung, also Verhältnis des in der Basisschaltung über den kurzgeschlossenen Ausgang fließenden Signalstromes zu dem zugehörigen Eingangssignalstrom für konstante Emitter-Basis-Gleichspannung. Der Wert von α liegt nur wenig unter 1. Man bezeichnet α auch als Kurzschlußstromverstärkung für Basisschaltung.

Alpha-Grenzfrequenz (f_α): Signalfrequenz, bei der der Stromverstärkungsfaktor der Basisschaltung auf das 0,707fache des für tiefe Signalfrequenzen geltenden Wertes wird.

Alterung: Allmähliche Abnahme der Güte der technischen Eigenschaften. Künstliche Alterung dient zum Erreichen stabiler Eigenschaften.

Aluminium (Al): Dreiwertiges Element, Atomgewicht 13 (Gruppe IIIb des → periodischen Systems).

Aluminium-Antimonid (Al Sb): Aluminium-Antimon-Verbindung, in der die Atomzahlen beider Elemente gleich sind (→ intermetallische Verbindung von Aluminium und Antimon).

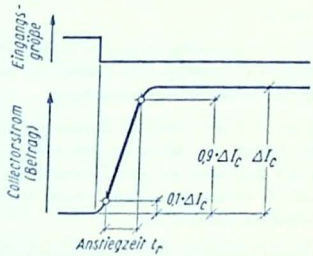
Analogtransistor: Transistor, der in seiner Wirkungsweise der der Röhre besonders nahesteht. Die technische Ausführungsform des Analogtransistors ist der Spacistor.

Anion: negativ geladenes Ion.

Anreicherungsschicht: Sich an einem Metall-Halbleiter-Kontakt oder an einer sonstigen Halbleiter-Oberfläche im Halbleiter ausbildende → Raumladezone, in der die Elektronendichte größer ist als im Innern des Halbleiters. Die Ausbildung dieser Schicht hängt für einen Metall-Halbleiter-Kontakt von der Austrittsarbeit der Elektronen aus dem Metall an der Grenze Metall-Halbleiter ab. Durch die Anreicherung an Elektronen wird der Widerstand in der Randzone des Halbleiters herabgesetzt. Diese Leitfähigkeitserhöhung

ist am Metall-Halbleiter-Kontakt **(Bild 1)** meistens belanglos, kann aber an Halbleiteroberflächen einen Nebenkanal zu einer → Sperrschicht zur Folge haben und so den → Sperrwiderstand herabsetzen **(Bild 2)**. Der Nebenkanal wird vielfach Channel genannt. In diesem Sinn spricht man von Channelbildung.

Anstiegzeit (t_r für den Collectorstrom): Zeit, die der Collectorstrom benötigt, um bei entsprechendem, kurzzeitigem Ändern der Eingangsgröße (Basis-Emitter-Spannung bzw. Basisstrom) vom 0,1fachen bis zum 0,9fachen Betrag des gesamten Sprunges anzusteigen.

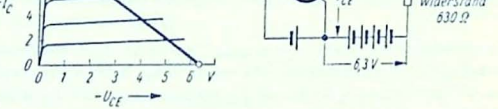


A-Parameter: Vierpolkoëffizienten, und zwar:

$A_{11} = U_1 : U_2$ für $I_2 = 0$, $A_{12} = -U_1 : I_2$ für $U_2 = 0$, $A_{21} = I_1 : U_2$ für $I_2 = 0$, $A_{22} = -I_1 : I_2$ für $U_2 = 0$. Siehe hierzu auch TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I.

Antimon (Sb): Fünfwertiges Element, Ordnungszahl 51 (Gruppe Vb des → Periodischen Systems), Schmelzpunkt 630 °C.

Arbeitsgerade: Im Ausgangs-Kennlinienfeld des Transistors die Gerade, die den Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom und Ausgangsspannung so zeigt, wie er sich für eine konstante Speise-Gleichspannung und für einen ohmschen, vom Ausgangsstrom durchflossenen Widerstand ergibt **(Bild).**



Arbeitspunkt: Ursprünglich Punkt in einem Kennlinienfeld, um den die (durch das steuernde Signal bewirkten) Schwankungen der Ströme und Spannungen stattfinden. Im übertragenen Sinn: Durch Betriebs- bzw. Vorspannungen, durch Gleichspannungen oder auch durch Gleichströme festgelegte Arbeitsbedingung. Für den Transistor im besonderen: Betriebspunkt bzw. Betriebsgrundlage, gekennzeichnet durch den Collector-Ruhestrom und die Collector-Gleichspannung.

Arbeitspunkt-Stabilisierung: richtiger: → Stabilisieren des Collector-Ruhestromes.

Arbeitswiderstand (R_l, R_{last} oder R_a): Außenwiderstand, an den die Signalleistung abgegeben wird, auch „Lastwiderstand" genannt.

Arsen (As): Fünfwertiges Element, Ordnungszahl 33 (Gruppe Vb des → Periodischen Systems), Schmelzpunkt 814 °C.

Atom: Kleinstes Teilchen eines chemischen Elements, bestehend aus einem Kern mit positiver Ladung und diesen Kern umfliegenden Elektronen, deren negative Gesamtladung denselben Betrag hat wie die positive Kernladung.

Ausdiffusion: Diffusion der in einem Halbleiter eingebauten Fremdatome (einer Art) in den Außenraum durch Erhitzen des Halbleiters. Mit Ausdiffusion erreicht man z. B. in einem n-Germanium (mit Donatoren und weniger Akzeptoren dotiert) eine p-Zone: Bei Erhitzen auf etwa 700 °C werden etwa 180mal soviel Antimonatome (Donatoren) ausdiffundiert wie Indiumatome (Akzeptoren).

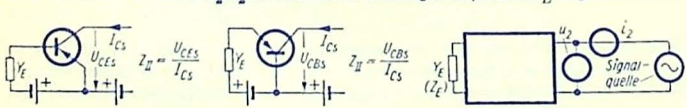
Ausgang: Anschluß an einem Vierpol für den Außenwiderstand. Bei → Emitterschaltung: Collector-Emitter, bei → Basisschaltung: Collector-Basis, bei → Collectorschaltung: Emitter-Collector.

Ausgangs-Admittanz (komplexer → Ausgangs-Leitwert; Y_{II}): Kehrwert der → Ausgangsimpedanz. Mit den Y-Parametern und der jeweiligen Abschluß-Admittanz am Eingang ($Y_E = 1/Z_E$) (→ Ausgangsimpedanz, Bild 3) gilt:

$$Y_{II} = \frac{i_2}{u_2} = Y_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{11} + Y_E}$$

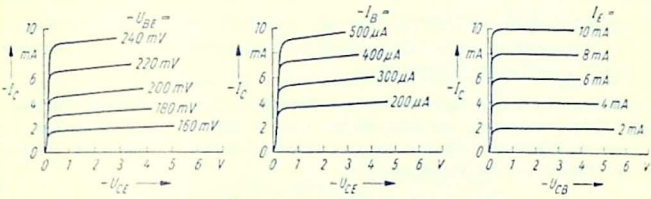
Ausgangsgrößen: Außer Ausgangsspannung und Ausgangsstrom sind Ausgangsgrößen: Ausgangs-Impedanz, Ausgangs-Admittanz, Ausgangs-Widerstand (Innenwiderstand), Ausgangs-Leitwert (Innenleitwert) und Ausgangs-Kapazität. Sie gelten entweder für beliebigen Abschluß des Eingangs, wobei ihre Zahlenwerte durch den jeweiligen Abschluß beeinflußt sind, oder für offenen bzw. kurzgeschlossenen Eingang, d. h. für Leerlauf oder Kurzschluß am Eingang. Dazu sollte der Benennung die Bezeichnung „Leerlauf" bzw. „Kurzschluß" vorgesetzt sein bzw. werden. Siehe also auch unter diesen Stichwort-Anfängen.

Ausgangs-Impedanz (komplexer → Ausgangs-Widerstand; Z_{II}): Innenwiderstand der als Quelle aufgefaßten Gesamtschaltung (Die beiden linken **Bilder**), also meßbar gemäß **Bild** rechts, als Verhältnis $u_2 : i_2$ für den mit der beliebigen Impedanz Z_E abgeschlossenen



Eingang des hier vorausgesetzten Vierpols. Z_{II} ist der Kehrwert der Ausgangs-Admittanz Y_{II} also $Z_{II} = 1/Y_{II}$ Index s bedeutet hier „Signal".

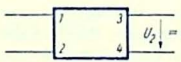
Ausgangs-Kennlinienfeld: Kennlinienfeld, in dem jede der Kennlinien den Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom und Ausgangsspannung für einen konstanten Eingangswert und festgelegte Bedingungen im Eingang (Kurzschluß- oder Leerlauffall) veranschaulicht. Die beiden linken **Bilder** gehören zur Emitterschaltung. Dem rechten **Bild** liegt die Basisschaltung zugrunde.



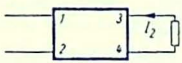
Ausgangsleistung (P_2): Vom Signal-Ausgang gelieferte, also an den Arbeitswiderstand (Lastwiderstand) tatsächlich abgegebene bzw. abgebbare (verfügbare) Signalleistung.

Ausgangs-Leitwert: a) → Ausgangs-Admittanz (Y_{II}), d. h. Kehrwert der → Ausgangs-Impedanz: komplexes Verhältnis des im Ausgang fließenden Signalstromes zu der am Ausgang auftretenden Signalspannung bei bezüglich des Signals beliebig gewähltem Abschluß des Eingangs. Man verwendet im besonderen als Ausgangs-Leitwerte: den → Kurzschluß-Ausgangsleitwert und den → Leerlauf-Ausgangsleitwert sowohl für Emitter- wie für Basisschaltung. b) Realteil G_{II} des komplexen Ausgangsleitwertes Y_{II}

Ausgangs-Spannung (u_2 oder U_2): Die am Ausgang einer Stufe (allgemein eines Vierpols) auftretende Signalspannung **(Bild).**



Ausgangs-Strom (i_2 oder I_2): Der am Ausgang einer Stufe (allgemein eines Vierpols) über den dort angeschlossenen Außenwiderstand bzw. über den kurzgeschlossenen Ausgang fließende Signalstrom **(Bild).**



Ausgangs-Widerstand: a) → Ausgangs-Impedanz (Z_{II}), d. h. Kehrwert der Ausgangs-Admittanz: komplexes Verhältnis der Signalspannung am Ausgang zum zugehörigen Signalstrom im Ausgang für Speisung am Ausgang und beliebig gewählten Abschluß (Z_E) des Einganges, also $Z_{II} = 1/Y_{II}$. Im besonderen wird der Ausgangs-Widerstand zu kurzgeschlossenem bzw. offenem Eingang (für Emitter- oder Basisschaltung) angegeben. b) Realteil R_{II} des komplexen Ausgangs-Widerstandes Z_{II}

Außentemperatur (t_{amb}): → Umgebungstemperatur.

Äußere Transistor-Kenngrößen: Kenngrößen, deren Zahlenwerte an den Anschlüssen meßbar sind. Man unterscheidet statische und dynamische äußere Transistor-Kenngrößen. Man kennzeichnet diese Kenngrößen meistens durch große Buchstaben für die Indizes, die Emitter, Basis und Collector kennzeichnen.

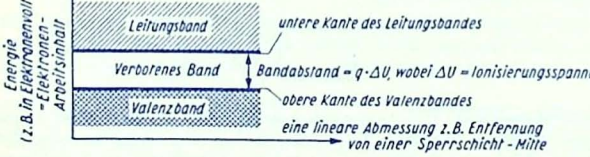
Austauschkonstante (Wärme; σ): Von der Oberfläche eines erwärmten Körpers je °C Übertemperatur und je Flächeneinheit (cm^2) abgegebene Wärmeleistung [$\sigma \approx$ 1,5 mW/(°C · cm^2) an die Luft abgegeben].

Austrittsarbeit ($\varphi = q \cdot U_a$): Arbeit, die notwendig ist, um ein Elektron aus einem Kristallgitter zu befreien. Die Austrittsarbeit wird in Elektronenvolt angegeben. Sie ist dem die Oberfläche bildenden Material charakteristisch. Ihr Wert liegt zwischen 0,7 eV (Cäsium) und 9 V (Wolframoxyd).

Avalanche-Effekt: Lawinenartiges Anwachsen der Zahl der beweglichen Ladungsträger bei Erreichen einer jeweils bestimmten, in Sperrichtung angelegten Spannung, dadurch verursacht, daß die Ladungsträger-Beschleunigung genügt, um weitere Ladungsträger freizuschlagen. Mit zunehmender Temperatur nimmt die freie Weglänge der beweglichen Ladungsträger ab, weshalb bei höherer Temperatur größere Feldstärken notwendig sind, um den Lawinen-Effekt hervorzurufen. Das bedeutet einen positiven Temperaturkoeffizienten der Durchbruchspannung und des Gleichstromwiderstandes.

Bahnwiderstand (r_b): Widerstand der Strombahn (z. B. → Basis-Bahnwiderstand). Meistens handelt es sich um den für Signalstrom wirksamen reellen Widerstand.

Band, erlaubtes (im → Termschema): Energiebereich, also Bereich des möglichen Arbeitsinhaltes für Elektronen einer Energiestufe. An Stelle einer diskreten Energiestufe, wie sie im Idealfall vorläge, ergibt sich durch Wechselwirkung der Elektronen untereinander sowie zwischen ihnen und den Gitteratomen jeweils ein Energiebereich (→ Energieband oder Band). Unter einem Band schlechtweg versteht man demgemäß ein erlaubtes Band. Die wichtigsten erlaubten Bänder sind: das → Valenzband und das → Leitungsband (Bild). Die Bandbreiten und Bandabstände sind dem jeweiligen Stoff charakteristisch.

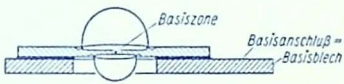


Band, verbotenes: Energiebereich, der von den Elektronen des jeweiligen Stoffes nicht eingenommen werden kann (Energiebereich zwischen Valenzband und Leitungsband bei Isolierstoffen und Halbleitern). (Bild → Band, erlaubtes.)

Bandabstand (im → Termschema): Energiedifferenz (Unterschied der Elektronen-Arbeitsinhalte) zwischen der oberen Grenze eines Bandes und der unteren Grenze des energiemäßig darüberliegenden Bandes, also hier zwischen oberer Valenzbandkante und unterer Leitungsbandkante (Bild → Band, erlaubtes).

Bandkante: Grenzwert des Elektronen-Arbeitsinhaltes für ein Band. Ein (Energie-)Band ist in diesem Sinne begrenzt durch eine untere und obere Bandkante (Bild → Band, erlaubtes).

Basis: Abkürzung entweder für → Basiszone (Basisbereich) oder für → Basiselektrode oder für → Basisanschluß. (Das **Bild** gibt hierzu ein Beispiel.)



Basisanschluß (äußerer): Zur → Basiselektrode gehörender Anschlußdraht.

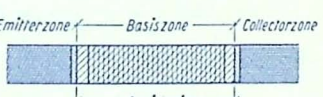
Basis-Ausbreitungswiderstand (r_{Bb}): Basis-Bahnwiderstand (Formelzeichen auch $r_{bb'}$).

Basis-Bahnwiderstand (r_{Bb}): Wirkwiderstand der Strombahn in der Basiszone zwischen dem Basisanschluß und der Emittersperrschicht, also der Sperrschicht zwischen Emitter- und Basisbereich (Formelzeichen auch $r_{bb'}$).

Basisbereich: Der durch die → Basisweite gegebene Teil der Basiszone.

Basisblech: Blechstück, auf dem das Transistorsystem so aufgelötet ist, daß das Blech den Basis-Anschluß vermittelt (→ Basis, Bild hierzu).

Basisbreite: Dicke der Basiszone (**Bild**).



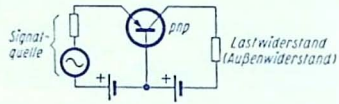
Basisdicke: Andere Bezeichnung für → Basisbreite.

Basiselektrode: Transistorelektrode, der in einer Röhre das Gitter entspricht. Im übrigen: Transistorelektrode, die der → Emitterdiode und der → Collectordiode des normalen Transistors gemeinsam ist. Genaugenommen: der Basisbereich, also der Bereich zwischen Ende der Emitter-Sperrschicht und Anfang der Collector-Sperrschicht.

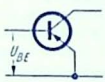
Basispunkt, innerer: Im Transistor-Ersatzschaltbild der Punkt zwischen Basis-Bahnwiderstand und widerstandsfrei gedachter Basis-Elektrode. Bezeichnet man den (äußeren) Basisanschluß mit B, so verwendet man für den inneren Basispunkt die Bezeichnung b.

Basisraum: a) Andere Bezeichnung für Basisbereich, b) (seltener) gesamte Basiszone.

Basis-Schaltung: Transistor-Betriebsschaltung (→ Grundschaltung, in der die Basiselektrode dem Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsam angehört **(Bild).** Üblicherweise ordnet man den Emitter-Anschluß dem Signal-Eingang und den Collector-Anschluß dem Signal-Ausgang zu. (Basisschaltung vorwärts.) Bei Eingang am Collector und Ausgang am Emitter spricht man von Basisschaltung rückwärts. Selten charakterisiert man mit der Basisschaltung die Speisestromquellenschaltung, was dann aber immer besonders erwähnt wird. Hierbei ist jede der beiden Speisestromquellen (für Emitter- und Collectorstromkreis) einpolig an die Basis angeschlossen.



Basis-Spannung: Allgemein die Spannung der Basis gegen eine andere Transistor-Elektrode oder auch gegen Masse. Meistens handelt es sich hierbei um die Spannung der Basis gegen den Emitter. Man gibt für die Scheitelspannung der Basis gegen den Emitter einen höchstzulässigen Wert an. Mit Basis-Spannung meint man außerdem vielfach die Basis-Vorspannung, also die Gleichspannung der Basis gegen den Emitter (U_{BE} im **Bild**).



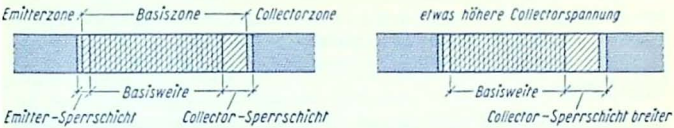
Basis-Spannungsteiler: An der Collector-Speisespannung bzw. zwischen ihrem mit dem Emitter mittelbar oder unmittelbar verbundenen Pol und dem Collector liegender Spannungsteiler, von dem die Basis-Vorspannung abgegriffen wird.

Basis-Spitzenspannung: Höchstzulässiger Augenblickswert der Spannung der Basiselektrode gegen die hierzu genannte zweite Elektrode. Wird diese nicht genannt, so handelt es sich um die Spannung gegen den Emitter.

Basisstrom (I_B): Strom, der über den Basisanschluß fließt; festgelegte positive → Zählrichtung zur Basis hin **(Bild)**, Zahlenwert dazu für den pnp-Transistor betriebsmäßig negativ.

Basis-Vorspannung (U_{BE}): Gleichspannung der Basis gegen den Emitter, für den pnp-Transistor negativer Zahlenwert.

Basisweite, (w): Dicke der Schicht zwischen Ende der → Emittersperrschicht und Anfang der → Collectorsperrschicht **(Bild).**



Basis-Widerstand (r_{Bb}): Kurzbezeichnung für → Basis-Bahnwiderstand. Selten ist damit der der Basis vorgeschaltete Widerstand gemeint (Formelzeichen dazu aber R_B).

Basiszone: Bereich zwischen Emitterzone und Collectorzone des Flächentransistors. Der → Leitfähigkeitstyp ist dem der Emitter- und Collectorzone entgegengesetzt. Die Basiszone wird betrieblich durch die dort stattfindende → Injektion von → Minoritätsträgern gekennzeichnet.

Beta (β): Stromverstärkungsfaktor (Kurzschluß-Stromverstärkung) für Emitterschaltung, also Verhältnis des Signalstromes bei kurzgeschlossenem Ausgang zum zugehörigen Signalstrom im Eingang.

Beta-Grenzfrequenz (f_β): Signalfrequenz, bei der die Kurzschluß-Stromverstärkung der Emitterschaltung auf das 0,707fache des für tiefe Signalfrequenzen geltenden Wertes wird.

Beta-1-Grenzfrequenz ($f_{\beta 1}$): Betriebsfrequenz, bei welcher der Betrag des Stromverstärkungsfaktors β in Emitterschaltung gleich 1 wird.

Betrieb, inverser: Betriebsfall mit umgekehrter Polung der Collector-Emitter-Spannung (für die Impulstechnik in Frage kommend).

Betriebsgrößen: Entweder: Kenngrößen, deren Zahlenwerte für den Fall geringer Aussteuerung bei zeitlich sinusförmigem Verlauf der steuernden Größe in Frage kommen, also sämtliche für den allgemeinen Vierpol definierten Größen und die Rauschgrößen, oder aber Größen, die die Stromversorgung charakterisieren.

Betriebsspannung U_b, seltener U_0: Andere Bezeichnung für Speisespannung.

Betriebstemperatur: Temperatur, die für den beabsichtigten Betriebsfall vorausgesetzt ist. Mit dieser Temperatur kann die der Umgebung, die des Transistorgehäuses oder die der Collectorsperrschicht gemeint sein. Welche der genannten Temperaturen in Frage kommt, wird im Einzelfall angegeben.

Betriebstemperaturbereich: Für den Betriebsfall zulässiger Sperrschicht- bzw. Oberflächen- oder Umgebungstemperaturbereich, also z. B. Temperaturbereich, für den sich die Collector-Ruhestrom-Stabilisierung in ausreichendem Maß auswirkt.

Beweglichkeit (der Ladungsträger) (μ): Geschwindigkeit der → Drift in cm/s der Ladungsträger innerhalb eines Atomgitters für eine Feldstärke (ein Spannungsgefälle) von 1 V/cm. Also Maß für die Beweglichkeit: $\frac{\text{cm/s}}{\text{V/cm}} = \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$. Als Ladungsträger kommen in

Halbleitern Elektronen und Löcher in Betracht. Die → Elektronenbeweglichkeit ist im allgemeinen höher als die → Löcherbeweglichkeit.

Bewegung der Ladungsträger: Drift der Ladungsträger unter dem Einfluß einer angelegten Spannung. Die positiven Ladungsträger (→ Loch) bewegen sich in der konventionellen Stromrichtung. Die negativen Ladungsträger bewegen sich in entgegengesetzter Richtung.

Bindungsenergie: Arbeit, die aufgewandt werden muß, um eine Bindung aufzubrechen. So ist z. B. die Bindungsenergie, mit der ein Valenz-Elektron an ein Atom gebunden ist, gleich der Ionisierungsarbeit, die durch das Produkt aus → Ionisierungsspannung und Elementarladung dargestellt wird.

Boltzmannkonstante (k): → Wärmeenergie je Grad Kelvin, atomare Grundkonstante, die als Proportionalitätsfaktor in die Gesetze der atomphysikalischen Zustände eingeht. Ihr Wert beträgt

$$1,38 \cdot 10^{-23}\ \mathrm{Ws/°K} = 8,62 \cdot 10^{-5}\ \mathrm{eV/°K}$$

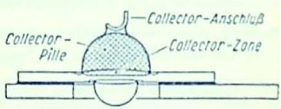
Boltzmannspannung (U_{Bo} oder U_T): Anderer Ausdruck für → Temperaturspannung.

Breite der Basiszone: → Basisbreite.

Channel: Zu einer Sperrschicht auftretender Nebenkanal, dargestellt durch eine → Anreicherungsschicht an der Halbleiter-Oberfläche.

Charakteristik: Kennlinie.

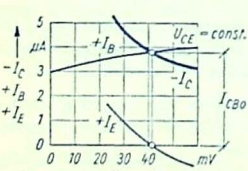
Collector: Abkürzung entweder für → Collectorzone (Collectorbereich) oder für → Collectorelektrode oder für → Collectoranschluß. Das Bild gibt hierzu ein Beispiel.

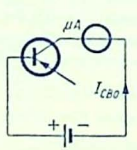


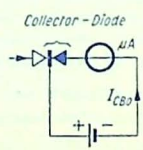
Collectoranschluß: Zur → Collectorelektrode gehörender Anschlußdraht.

Collector-Bahnwiderstand (r_{Cc}): Wirkwiderstand der Strombahn zwischen Collectoranschluß und Collectorsperrschicht.

Collector-Basis-Reststrom (I_{CBo}): Collector-Gleichstrom, der zwischen Basis und Collector durch den Transistor fließt für den Fall, daß der Emitter frei bleibt (Bilder).







I_{CBo} = Collectordioden-Sperrstrom

Collector-Diffusionskapazität (c_D): Zusätzliche Kapazität zu der Collectorsperrschicht, dadurch bedingt, daß die Basisweite die Diffusionsvorgänge in der Basiszone beeinflußt. Die Basisweite ändert sich mit der Collectorspannung. Die Collector-Diffusionskapazität ist näherungsweise bis zur α-Grenzfrequenz frequenzunabhängig und nimmt nach Überschreiten dieser Grenzfrequenz ab.

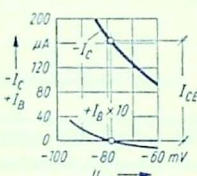
Collector-Diffusionsleitwert (G_D): Der sich aus der Abhängigkeit der Basisweite von der Collectorspannung ergebende differentielle Wirkleitwert der Collectorsperrschicht. Dieser Leitwert ist für Frequenzen unterhalb der α-Grenzfrequenz näherungsweise frequenzunabhängig.

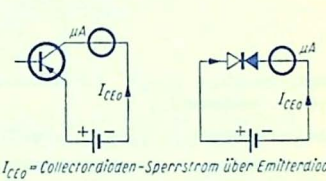
Collectordiode: Durch die → Sperrschicht zwischen → Collector- und → Basiszone dargestelltes Ventil, wie es zwischen Collector- und Basisanschluß zur Wirkung kommt, wenn der Emitteranschluß frei bleibt.

Collector-Durchbruchspannung ($U_{CE/R}$): Die an die Collector-Sperrschicht angeschlossene, der Sperrschicht gemäß gepolte Spannung, die den Durchbruch der Collector-Sperrschicht bewirkt (→ Collector-Emitter-Spannung).

Collector-Elektrode: Transistorelektrode, der in der Röhre die Anode entspricht; leitende Verbindung zwischen → Collectorzone und → Collectoranschluß. Genaugenommen: dünne, collectorseitig an die Collectorsperrschicht angrenzende Zone.

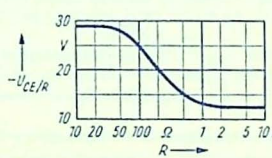
Collector-Emitter-Reststrom (I_{CE0}): Collector-Gleichstrom, der zwischen Emitter und Collector durch den Transistor fließt, für den Fall, daß der Basisanschluß frei bleibt **(Bilder).**

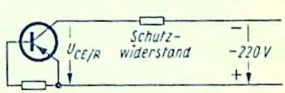




I_{CE0} = Collectordioden-Sperrstrom über Emitterdiode

Collector-Emitter-Spannung (höchst zulässiger Wert: $U_{CE/R}$): Höchstzulässige Collector-Emitter-Spannung für gegebenen Wert R des zwischen Emitter und Basis gelegten

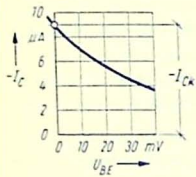


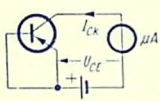


Widerstandes. Im **Bild** links die Abhängigkeit der Spannung $U_{CE/R}$ von dem zwischen Basis und Emitter eingefügten Widerstand R, rechts die zugehörige Meßschaltung.

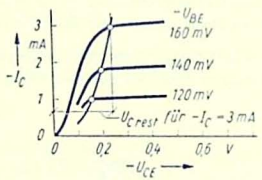
Collectorpille: Beim Legierungstransistor etwa halbkugelförmig angeschmolzenes Teil auf der Collectorseite. Die hiervon in den aus Basismaterial bestehenden Halbleiterkörper eingedrungenen Atome bilden dort die Dotierung der Collectorzone. (Bild → Collector.)

Collector-Kurzschluß-Reststrom (I_{Ck}): Collectorgleichstrom, der sich ergibt, wenn man zwischen den Collector und den mit der Basis kurzgeschlossenen Emitter eine betriebsmäßig gepolte Gleichspannung anlegt **(Bilder)**.





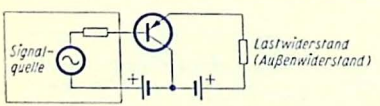
Collector-Restspannung (U_{CErest}): Spannung, die der Collector gegen den Emitter für gegebene Werte des Collector- und Basisstromes in dem Bereich aufweist, in dem für die Collectordiode der Wechsel zwischen Sperrbereich und Durchlaßbereich auftritt **(Bild)**.

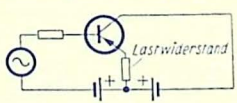


Collector-Reststrom (I_{CB0}): Kurzbezeichnung für → Collector-Basis-Reststrom, früheres Formelzeichen I'_{C0}.

Collector-Ruhestrom (I_C): Zum → Arbeitspunkt gehörender Collector-Gleichstrom.

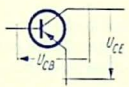
Collector-Schaltung: Transistor-Betriebsschaltung (→ Grundschaltung), in der die Collectorelektrode dem Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsam angehört. Üblicherweise bezieht man die Bezeichnung „Collector-Schaltung" auf das Signal. Dabei ordnet man meistens den Basis-Anschluß dem Eingang und den Emitter-Anschluß dem Ausgang zu. Soll das betont werden, so bezeichnet man die Collector-Schaltung mit dem Zusatz „vor-



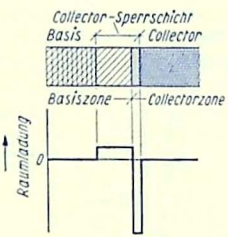


wärts" **(Bilder)**. Wird ausnahmsweise der Emitter dem Eingang und die Basis dem Ausgang zugeordnet, so handelt es sich um eine Collector-Schaltung „rückwärts". Manchmal bezieht man die Bezeichnung Collector-Schaltung auch auf die Speisung. In diesem Fall sind die beiden Speisestromquellen einpolig mit dem Collector verbunden.

Collector-Spannung: Allgemein eine Spannung, die der Collector gegen eine andere Transistor-Elektrode oder auch gegen Masse aufweist. Es ist also notwendig, die Bezugsstelle zu nennen, also z. B. von Collector-Emitter-Spannung (U_{CE}) bzw. von Collector-Basis-Spannung (U_{CB}) zu sprechen **(Bild)**. Außerdem muß in Zweifelsfällen stets angegeben werden, ob es sich um eine Gleichspannung oder um eine Signalspannung handelt. Als Formelzeichen der Signalspannung verwendet man häufig ein kleines u.



Collector-Sperrschicht: → Sperrschicht in der Umgebung der Grenzfläche zwischen → Collectorzone und → Basiszone. Die Collector-Sperrschicht ist im Betrieb verhältnismäßig breit, weil die an ihr liegende Basis-Collector-Spannung in Sperrichtung gepolt ist. Die Sperrschicht reicht wesentlich weiter in die Basiszone hinein als in die Collectorzone, weil die Basiszone bedeutend schwächer dotiert ist als die Emitterzone **(Bild)**.



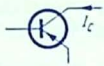
Collector-Sperrschicht-Kapazität (c_{CB}): Kapazität zwischen Collector- und Basis-Bereich. Sie hängt von der Collector-Sperrschichtbreite ab. Diese wird vor allem durch die Spannung des Collectors gegen die Basis bestimmt.

Collector-Sperrschichttemperatur (t_j): Temperatur, die die Collector-Sperrschicht annimmt. Diese Temperatur bestimmt man mit Hilfe einer von ihr abhängigen Größe. Dafür eignet sich der Kurzschluß-Reststrom. Der Grenzwert dieser Temperatur beträgt für Germanium-Transistoren im allgemeinen 75 °C

Collector-Sperrstrom (I_{CB0}): Strom, der bei der in Sperrichtung der Collector-Diode zwischen Collector und Basis angelegten Gleichspannung durch die Collectorsperrschicht fließt. Andere Bezeichnung für → Collector-Basis-Reststrom.

Collector-Spitzenspannung (U_{CEsp} U_{CBsp}): Größter Augenblickswert der Collectorspannung, also z. B. der Spannung des Collectors gegen den Emitter im Betrieb oder möglicherweise bei offener Basis bzw. Spannung des Collectors gegen die Basis, z. B. bei offenem Emitteranschluß (→ Collector-Emitter-Spannung).

Collector-Strom (I_C): Über den Collectoranschluß fließender Strom. Die positive → Zählrichtung für diesen Strom geht zum Collector hin **(Bild)**. Zahlenwert dazu für den pnp-Transistor negativ. Falls es sich um den Signalstrom handelt, verwendet man für das Formelzeichen ein kleines *i*.

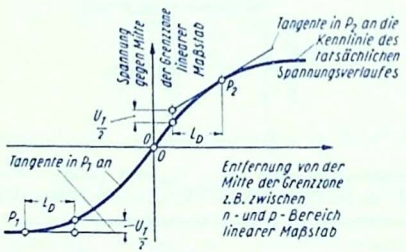


Collector-Verlustleistung (P_C): In der Collectorsperrschicht in Wärme umgesetzte Leistung, gegeben als Produkt aus Collector-Ruhestrom und Collector-Basis-Gleichspannung.

Collectorzone: An die Basiszone collectorseitig unmittelbar angrenzender Bereich eines Transistors. Die Zonendicke ist meistens sehr gering.

cut-off-Frequenz: Anderer Ausdruck für → Alpha- bzw. → Beta-Grenzfrequenz.

Debye-Länge, Formelzeichen L_D: Materialkonstante, und zwar der Abstand, innerhalb dessen die sich in der Sperrschicht eines pn-Überganges ausbildende Spannung infolge der Krümmung des Potentialverlaufes zusätzlich um die Hälfte der → Temperaturspannung U_T ändert **(Bild)**. Sie beträgt für eigenleitendes Germanium etwa



$6 \cdot 10^{-5}$ cm (zu $n_{D+} = n_{A-} = n_i$) und hat hierfür das spezielle Formelzeichen L_{Di}. Mit folgenden Formelzeichen:

n_{D+}	Zahl der ionisierten Donatoren,	U_T	Temperaturspannung
n_{A-}	Zahl der ionisierten Akzeptoren,	q	Elementarladung gilt:

für das *n*-Gebiet: $L_{Dn} = \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot U_T}{q \cdot n_{D+}}}$ für das *p*-Gebiet: $L_{Dp} = \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot U_T}{q \cdot n_{A-}}}$

Die Debye-Länge ist die untere Grenze der → Basisweite, weil auf noch kürzere Entfernung der Dichte-Unterschied nicht mehr in Erscheinung tritt und damit keine Diffusion zustande kommen kann.

Defektelektron (Loch): Bewegliche Elektronen-Fehlstelle in einem Halbleitergitter. Die Ladung des Defektelektrons ist der des Elektrons entgegengesetzt gleich. Seine Beweglichkeit ist im allgemeinen kleiner als die des freien Elektrons, da es sich im Gegensatz zu diesem innerhalb des Gitterverbandes bewegen muß. Das Defektelektron wird vielfach als Loch bezeichnet. In diesem Sinne spricht man z. B. von → Löcherbeweglichkeit. Energiemäßig liegt das Defektelektron im Valenzband. Mit Defektelektron oder Loch bezeichnet man ein im Kristallgitter fehlendes Valenz-Elektron.

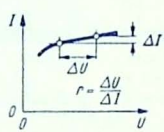
Defektelektronengas: Gesamtheit der in einem Halbleiter enthaltenen freien → Defektelektronen. Gegenstück zum → Elektronengas.

Defektleitung: Von Defektelektronen besorgte Leitung des elektrischen Stromes. Anderer gleichwertiger Ausdruck für → Mangelleitung oder p-Leitung.

Defektstelle (Sperrschicht): Fehler in einer Sperrschicht. Sie setzt die Durchbruchspannung herab. Die Gesamtheit der Defektstellen einer Sperrschicht wirkt sich in dem → Leckwiderstand aus, der als der idealen Sperrschicht parallel liegend zu denken ist, und verbreitert den Übergangsbereich zwischen Sperrbereich und Durchbruch für den Wert der in Sperrichtung angelegten Spannung.

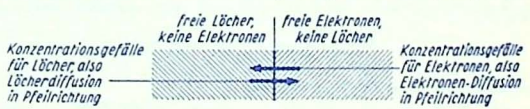
Dichtgefälle: Änderung der Ladungsträgerdichte je Längeneinheit des Strömungsweges.

Differentieller Widerstand (R_{diff}, r): Widerstand, der für sehr kleine Wechselspannungen bzw. Wechselströme in Betracht kommt. Dieser Widerstand ist im Strom/Spannungs-Kennlinienbild durch die Neigung der an die Kennlinie im gewählten Betriebspunkt angelegten Tangente gegeben. Ein Sonderfall des differentiellen Widerstandes ist der → Nullpunktwiderstand.



Diffusion allgemein: Ortsveränderung von Teilchen infolge eines Dichtegefälles und zwar bei freien Elektronen und Defektelektronen im Halbleiter ebenso wie bei Atomen unter Wirkung der wärmebedingten Schwirrbewegung der Atome.

Diffusion von Ladungsträgern: Wanderung von Ladungsträgern ausschließlich auf Grund eines Dichtegefälles (Konzentrationsgefälles) dieser Ladungsträger **(Bild)**; oder

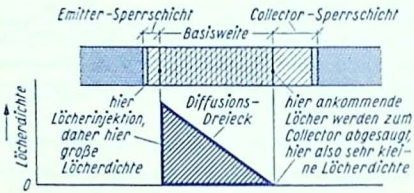


auch Wanderung von → Fremdatomen im Halbleitergitter bei Vorhandensein eines Dichtegefälles dieser Atome und entsprechend hoher Temperatur. Die Ursache der Diffusion ist die → Wärmeenergie.

Diffusions-Beiwert (D): Andere Bezeichnung für → Diffusionskonstante.

Diffusionsbereich: Entfernungsbereich, in dem eine → Diffusion für die Praxis in Frage kommt. Seine untere Grenze ist mit der Debye-Länge, seine obere Grenze mit der Diffusionslänge gegeben.

Diffusionsdreieck: Dreieck, das sich für feldfreies Gebiet, in dem ein lineares Konzentrationsgefälle der Ladungsträger herrscht, in folgender Weise ergibt: Man trägt mit linearem Maßstab, abhängig von der Entfernung x (in linearem Maßstab) in Diffusionsrichtung, die Dichte der Ladungsträger auf. Damit erhält man eine schräg liegende Gerade. Sie grenzt gemeinsam mit den Koordinatenachsen das Diffusionsdreieck ab **(Bild).** Im Transistor rechnet x ab Ende der → Emittersperrschicht, bis Beginn der → Collectorsperrschicht.



Diffusionskapazität (c_D): Kapazität, dadurch gegeben, daß die Basiszone eine Ladung aufnehmen muß, bevor ein Strom durch die → Collectorsperrschicht fließen kann. Die Diffusionskapazität c_D folgt mit:

S ideale Steilheit des Transistors in A/V (Basis-Bahnwiderstand = 0),
w Basisweite z. B. in cm,
D Diffusionskonstante in cm^2/s

$$\text{aus} \qquad c_D = \frac{S \cdot w^2}{2 \cdot D}$$

Diffusionskoëffizient (D): Andere Bezeichnung für → Diffusionskonstante.

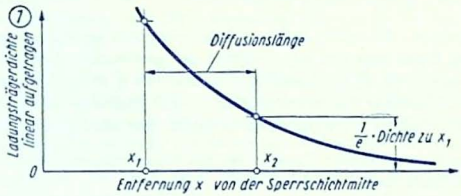
Diffusionskonstante, Diffusionskoëffizient, Diffusionsbeiwert (D): Verhältnis der → Diffusions-Strömungsdichte zum Konzentrationsgefälle. Dimension cm^2/s. D ist mit der → Beweglichkeit μ, der → Boltzmannkonstante k, der absoluten Temperatur T und der elektrischen → Elementarladung q bzw. mit der → Temperaturspannung U_T so verknüpft:

$$D = \mu \frac{k \cdot T}{q} = \mu \cdot U_T \quad cm^2/s$$

Zu Zimmertemperatur ($T \approx 300$ °K) erhält man

in Germanium	für Elektronen:	D_n	=	$3800 \cdot 25{,}8 \cdot 10^{-3}$	=	98 cm^2/s
	für Löcher:	D_p	=	$1800 \cdot 25{,}8 \cdot 10^{-3}$	=	46,5 cm^2/s
in Silizium	für Elektronen:	D_n	=	$1700 \cdot 25{,}8 \cdot 10^{-3}$	=	43,9 cm^2/s
	für Löcher:	D_p	=	$500 \cdot 25{,}8 \cdot 10^{-3}$	=	12,9 cm^2/s

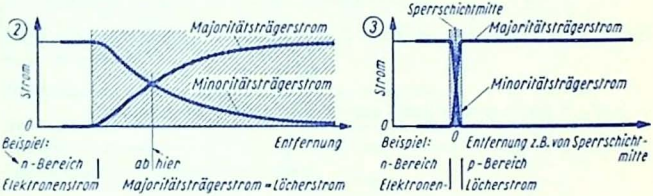
Diffusionslänge (L): Mittlere Reichweite der durch Diffusion bewegten Ladungsträger. Das ist die mittlere Wegstrecke, die die Ladungsträger beim Diffundieren zwischen Paarerzeugung und Rekombination zurücklegen, also: Abstand, innerhalb dessen eine örtlich erzeugte Ladungsträgerdichte auf den e-ten Teil abgeklungen ist **(Bild 1)**.



Dimension cm. Mit τ_n bzw. τ_p → Lebensdauer der Elektronen bzw. Löcher und D_n bzw. D_p Diffusionskonstante der Elektronen bzw. Löcher ergibt sich (Zahlenwerte für normales Germanium-Material, wie es für Transistoren verwendet wird)

für Elektronen: $L_n = \sqrt{D_n \cdot \tau_n} = \sqrt{98 \cdot 400 \cdot 10^{-6}} = 0{,}20\ \text{cm}$

für Löcher: $L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p} = \sqrt{45{,}5 \cdot 400 \cdot 10^{-6}} = 0{,}14\ \text{cm}$



Die **Bilder 2** und **3** veranschaulichen große und äußerst kleine Diffusionslänge. Bei sehr kleiner Diffusionslänge hat die Anordnung in der Auswirkung ohmschen Charakter.

Diffusionsleitwert (G_D): Wirkleitwert, der parallel zur Diffusionskapazität wirksam ist.

Diffusionsspannung (U_D): Spannung, die ein weiteres Auswirken der Diffusion im Sinne einer Änderung des Konzentrationsverlaufes eben verhindert. U_D ist mit dem Dichteverhältnis zwischen zwei Bereichen über die → Temperaturspannung U_T so verknüpft:

für Elektronen: $U_{Dn} = U_T \cdot \ln \dfrac{n_n}{n_p}$

für Löcher: $U_{Dp} = U_T \cdot \ln \dfrac{p_p}{p_n}$

Darin bedeuten: n_n p_p Zahlen der Majoritätsträger je cm³ (Majoritätsträgerdichten)

n_p p_n Zahlen der Minoritätsträger je cm³ (Minoritätsträgerdichten)

Diffusionsstrom, elektrischer: Je Zeiteinheit durch einen Querschnitt diffundierende Ladung, gegeben als das Produkt aus Zahl der diffundierenden Ladungsträger und ihrer Elementarladung.

Diffusionsströmungsdichte: → Diffusionsstrom, bezogen auf die Einheit der Querschnittsfläche, durch die die Diffusion erfolgt.

Diffusionstransistor: Transistor, dessen → Dotierung durch eindiffundierendes Mischgas erzielt wird. Dabei nutzt man zum Erreichen der gewünschten Ionenfolge aus, daß verschiedene Metalle, die als Donatoren bzw. Akzeptoren in Frage kommen, mit stark voneinander verschiedenen Geschwindigkeiten in den Halbleiter eindiffundieren. Im Diffusionstransistor ist die Störstellendichte innerhalb der Basisschicht nicht konstant.

Diffusionszone (Ladungsträger): Zone, in der ein Konzentrationsgefälle der Ladungsträger herrscht. Diese Zone ist feldfrei.

Diode: Elektrisches Ventil als Bauelement, z. B. Germaniumdiode, Siliziumdiode, → Zenerdiode, als Teil einer Anordnung auch eine Sperrschicht: → Emitterdiode, Collectordiode.

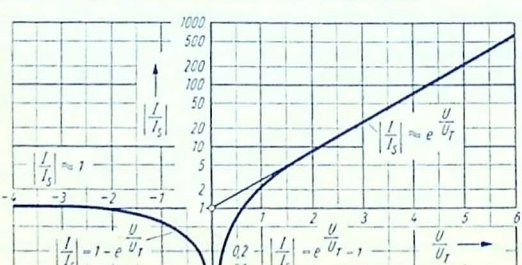
Diodengleichung: Beziehung zwischen tatsächlich fließendem Strom I_d, angelegter Spannung U_d, → Sperrsättigungsstrom I_s und Temperaturspannung U_T

$$I_d = |I_s| \cdot \left(e^{\frac{U_d}{U_T}} - I_s \right) = |I_s| \cdot \left(e^{\frac{U_d}{U_T}} - 1 \right) \quad \text{oder} \quad \left| \frac{I_d}{I_s} \right| = \left(e^{\frac{U_d}{U_T}} - 1 \right)$$

für $U_d/U_T > 3$ kann man die Zahl 1 gegen $e^{\frac{U_d}{U_T}}$ vernachlässigen, womit

$$I_d \approx I_s \cdot e^{\frac{U_d}{U_T}}$$

Diodenkennlinie: Kennlinie, die veranschaulicht, wie der Diodenstrom $I_d = I$ von der Diodenspannung $U_d = U$ abhängt, meistens, wie hier im **Bild** mit linearem Spannungsmaßstab und logarithmischem Strommaßstab aufgetragen.



Diodenspannung (U_d): Spannung zwischen den beiden Anschlüssen einer Diode. Man hat als Diodenspannungs-Kennwerte die Durchlaßspannung und die Sperrspannung sowie als höchstzulässige Werte die der Sperr-Gleichspannung, der effektiven Sperrspannung, der Spitzen-Sperrspannung bei periodischer Wiederkehr und der Stoßspannung. Außerdem gibt es die → Durchbruchspannung sowie die → Grenzspannung. Die positive Zählrichtung der Diodenspannung entspricht der Polung für Durchlaß. (→ Durchlaßspannung.)

Diodenstrom (I_d): Strom, der über eine Diode fließt. Es kommen in Betracht: als Kennwerte der Durchlaßstrom und der Sperrstrom, als höchstzulässige Werte der Effektivwert des Durchlaßstromes, der Spitzenwert bei periodischer Wiederkehr und der Stoßstrom. Die positive Zählrichtung stimmt mit der → Durchlaßrichtung überein.

Donator, Donor: In das Gitter eines Halbleiters eingelagertes → Fremdatom, dessen Valenz-Elektronenzahl die des Halbleiteratoms um die Zahl 1 überschreitet. Für Germanium mit 4 Valenz-Elektronen kommen als Donatoren in Betracht: z. B. Arsen, Antimon und Phosphor mit je 5 Valenz-Elektronen. Donatoren bewirken Elektronenleitung.

Donator(en)-Dichte (N_D oder n_D): Zahl der Donator-Atome je Raumeinheit, z. B. je cm^3.

Donator-Ion: Donator-Atom, das ein Valenz-Elektron abgegeben hat. Die Ladung des Donator-Ions ist also positiv (positive Elementarladung).

Dopen: Akzeptoren bzw. Donatoren in Halbleitermaterial einbringen, auch als → dotieren bezeichnet.

Dope-Faktor: Anderer Ausdruck für → Dotierungsfaktor.

Dotieren: Einbauen von Fremdatomen (Akzeptoren oder Donatoren) in reines (eigenleitendes) Halbleitermaterial. Durch Einbau von Akzeptoren ergibt sich p-Material, durch Einbau von Donatoren n-Material.

Dotierungsfaktor (a_n bzw. a_p): Maß für die Zahl der einem Halbleitermaterial je cm^3 zugefügten Fremdatome, Akzeptoren (a_p) oder Donatoren (a_n). Der Dotierungsfaktor ist über die → Intrinsiczahl (n_i) mit der Zahl der Löcher je cm^3 (p) bzw. mit der Zahl der freien Elektronen je cm^3 (n) so verknüpft:

$$a_n = \frac{n}{n_i}, \quad a_p = \frac{p}{n_i}$$

Aus dem Dotierungsfaktor und der Intrinsiczahl kann man also die jeweiligen Zahlen der Majoritätsträger und der Minoritätsträger je cm^3 ermitteln. So gilt z. B. für Germanium bei Zimmertemperatur mit der dazugehörenden Intrinsiczahl $n_i = 2{,}5 \cdot 10^{13}\ cm^{-3}$ und einem Dotierungsfaktor $a_n = 40$ (mit Donatoren dotiert) $n = 2{,}5 \cdot 10^{13} \cdot 40\ cm^{-3} = 10^{15}\ cm^{-3}$.

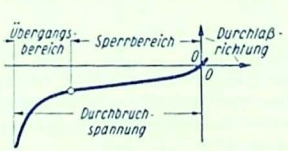
Drift: Allgemein: Gerichtete (gleichsinnige) Ladungsträgerbewegung, die der sehr viel schnelleren ungeordneten Temperaturbewegung überlagert ist. Im besonderen: Gerichtete (gleichsinnige) Ladungsträgerbewegung, soweit sie durch ein elektrisches Feld hervorgerufen ist.

Driftfeld: Elektrisches Feld, das die Löcherdiffusion im Basisbereich unterstützt. Das Driftfeld entsteht im Transistor mit homogen dotierter Basiszone für Collectorströme, die etwa 10 µA übersteigen, so: Im Basisbereich ergibt sich infolge der aus der Emitterzone injizierten Löcher eine nach der Collector-Sperrschicht hin linear abnehmende Löcherdichte. Dazu würde eine entsprechend verlaufende positive Raumladung gehören. Diese wird zwar im Prinzip durch eine Verschiebung der Elektronenverteilung im Basisbereich ausgeglichen. Doch ergibt sich so auch für die Elektronen ein Dichtegefälle. Dieses ist prozentual gering, da die Basiszone n-dotiert ist und deshalb sehr viele freie Elektronen enthält. Das Elektronen-Dichtegefälle wirkt einem vollen Ausgleich entgegen, womit ein, wenn auch schwaches Feld auftritt, das die Löcherdiffusion in Richtung auf die Collector-Sperrschicht unterstützt. Ein weit stärkeres Driftfeld gewinnt man im → Drift-Transistor mit einer vom Emitter nach dem Collector hin stark abnehmenden Dotierung der Basiszone.

Drift-Transistor: Transistor, dessen Basiszonen-Dotierung in nächster Nähe der Emitterzone besonders hoch ist und nach der Collectorzone hin stark abnimmt. Hierdurch ergibt sich im Basisbereich ein wirksames → Driftfeld, das die Löcherlaufzeit in dem Basisbereich erheblich verkürzt und so die Grenzfrequenz stark hinaufsetzt.

Durchbruch bei Halbleitern: Lawinenartiges Anwachsen eines Stromes. Man unterscheidet je nach Ursache drei Durchbrucharten: Der eigentliche elektrische Lawinendurchbruch besteht in der Bildung von weiteren Elektronen-Löcherpaaren durch schon vorhandene freie Ladungsträger mit hohen Driftgeschwindigkeiten (→ Avalanche-Effekt). Die zweite Art des elektrischen Durchbruches ist mit dem Herausreißen von Elektronen aus ihren Bindungen durch ein hohes elektrisches Spannungsgefälle gegeben (→ Zenereffekt). Die dritte Art ist mit dem Wärmedurchbruch gegeben. Dieser beruht auf der thermischen → Paarerzeugung: Unter dem Einfluß einer sonst für einen Durchbruch noch zu niedrigen Spannung kommt es so zu einem lawinenartigen Durchbruch. Während rein elektrische Durchbrüche die Sperrschicht im allgemeinen nicht schädigen, kann ein Wärmedurchbruch sie zerstören. Elektrische Durchbrüche können infolge der Stromwärme in Wärmedurchbrüche übergehen.

Durchbruchspannung (U_D): Der Wert der in Sperrichtung gepolten Spannung, mit dem ein steiler Anstieg des Sperrstromes einsetzt. Ist dieser Stromanstieg reversibel, so nennt man die Durchbruchspannung Grenzspannung. Beim Erreichen der Durchbruchspannung



kommt eine Ladungsträgerlawine zustande, die die Sperrschicht durchbricht **(Bild)**. Das Anlegen der Durchbruchspannung braucht durchaus noch nicht zu einem Zerstören der Sperrschicht zu führen. Für → Zenerdioden ist die Durchbruchspannung die → Zenerspannung.

Durchlaßrichtung: Von den zwei möglichen Stromrichtungen die Richtung, für die der kleinere Widerstand der Sperrschicht bzw. des Ventils gilt. Für die konventionelle Stromrichtung wird die Durchlaßrichtung im Schaltzeichen durch die dafür als Pfeil aufzufassende Dreieckspitze gekennzeichnet **(Bild).**

Durchlaßspannung (U_d): Der Durchlaßrichtung gemäß gepolte Spannung an einem Ventil (an einer Diode). Meistens wird ihr Wert für einen bestimmten Durchlaß-Gleichstrom angegeben **(Bild).**

Durchlaßstrom (I_d): Strom, der eine Sperrschicht oder ein Ventil in Durchlaßrichtung durchfließt. Angegeben wird in den „Technischen Daten" vielfach der Gleichstrom zu einer der Durchlaßrichtung gemäß angelegten Gleichspannung.

Durchlaßwiderstand (Sperrschicht oder Ventil) (R_d, r_d): a) Verhältnis der an eine Sperrschicht bzw. an ein Ventil angelegten Gleichspannung zum zugehörigen Gleichstrom. b) Entsprechendes Verhältnis für das Signal bei in Durchlaßrichtung vorgespannter Diode. Zu a) und b): Diese Widerstände sind im allgemeinen stark stromabhängig.

Durchlaßwiderstand (Transistor) (R_{iL}, r_{0L}): Synonym für → Leistungs-Innenwiderstand.

Eca-Silizium: Ältere Bezeichnung von Germanium.

Eigenerwärmung: Erwärmung durch Verlustleistung, die sich im Innern des Transistors bzw. der Diode in Wärme umsetzt, also Ursache der Sperrschicht-Übertemperatur.

Eigenhalbleiter: Halbleiter unter der Bedingung, daß dessen → Eigenleitfähigkeit die durch Fremdatome bewirkte Leitfähigkeit weit überdeckt. Das bedeutet: An sich gibt es keinen Eigenhalbleiter, sondern eine Eigenleitung des Halbleiters. Je höher die Temperatur ist, desto größer fällt die Eigenleitfähigkeit aus, während dies für die durch die Fremdatome bedingte Leitfähigkeit nicht zutrifft. Ein Halbleiter, dessen Leitfähigkeit bei niedriger Temperatur durch Fremdatome bestimmt wird, kann bei höherer Temperatur eine Eigenleitung aufweisen, die den Einfluß der Fremdatome überdeckt.

Eigenleitfähigkeit: Leitfähigkeit eines nicht dotierten, also reinen Halbleitermaterials. Diese (Gesamt)-Leitfähigkeit setzt sich aus einer Elektronen- und einer Löcherleitfähigkeit zusammen. Hierfür sind ebenso viele freie Elektronen wie Löcher vorhanden. Beide stammen aus dem Aufbrechen von Valenzbindungen der Halbleiteratome infolge deren Temperaturbewegung. Die Eigenleitfähigkeit nennt man auch → Intrinsic-Leitfähigkeit

Eigenleitung: Zustand der → Eigenleitfähigkeit.

Eigenleitungsdichte (n_i): Dichte der freien Elektronen und damit auch der Löcher im Intrinsic-Fall, d. h. Zahl der freien Elektronen bzw. der Löcher je cm^3 in diesem Fall.

Eindiffusion: Diffusion von Donator- oder Akzeptoratomen in den Halbleiterkörper, z. B. eines Transistors.

Eingang: Anschluß an einen Vierpol für dessen betriebsmäßige Steuerung. Bei → Emitterschaltung: Basis-Emitter, bei → Basisschaltung: Emitter-Basis, bei → Collectorschaltung: Basis-Collector.

Eingang, kurzgeschlossen für Signal: Vom Ausgang unbeeinflußter Wert der Eingangsspannung, also hierfür z. B. Ausgangskennlinien I_C/U_{CE} zu $U_{BE} = \text{const}$. Steuerung im Eingang mit Signalquelle, deren Innenwiderstand Null ist (Urstromquelle).

Eingang, offen für Signal: Vom Ausgang unbeeinflußter Wert des Eingangsstromes, also hierfür z. B. Ausgangskennlinien I_C/U_{CE} zu $I_B = \text{const}$. Steuerung im Eingang mit Signalquelle, deren Innenleitwert Null ist (Urspannungsquelle).

Eingangs-Admittanz (komplexer Eingangsleitwert Y_I): Komplexer Leitwert, der als Belastung der steuernden Quelle auftritt, d. h.: das Verhältnis $i_1 : u_1$ für beliebig abgeschlossenen Vierpol (Bild).

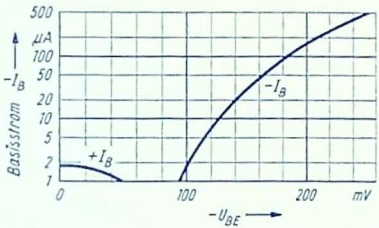
$$Y_I = \frac{i_1}{u_1} = Y_{11} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{22} + Y_A}$$

Eingangsgrößen: Außer Eingangsspannung und Eingangsstrom kommen als Eingangsgrößen in Betracht: Eingangs-Impedanz, Eingangs-Admittanz, Eingangs-Widerstand, Eingangs-Leitwert und Eingangs-Kapazität. Diese Eingangsgrößen gelten entweder für beliebigen Abschluß des Ausgangs, wobei ihre Zahlenwerte durch den jeweiligen Abschluß beeinflußt sind, oder für offenen bzw. kurzgeschlossenen Ausgang, d. h. für Leerlauf bzw. Kurzschluß am Ausgang. Dazu sollte der Benennung die Bezeichnung „Leerlauf" bzw. „Kurzschluß" vorgesetzt sein bzw. werden. Siehe also auch unter diesen Stichwort-Anfängen.

Eingangs-Impedanz (komplexer Eingangswiderstand Z_I): Impedanz, die als Belastung der steuernden Quelle auftritt, d. h.: das Verhältnis $u_1 : i_1$ für beliebig abgeschlossenen Vierpol. Die Eingangs-Impedanz ist der Kehrwert der Eingangs-Admittanz: $Z_I = 1/Y_I$ (Bild → Eingangs-Admittanz).

Eingangs-Kapazität: Kapazität, die zwischen den Eingangsklemmen einer Stufe zur Geltung kommt. Man erhält sie, indem man den kapazitiven, d. h. um ein Viertel einer Periode voreilenden Anteil des Eingangs-Signalstromes durch das Produkt aus Eingangs-Signalspannung und Signal-Kreisfrequenz teilt.

Eingangs-Kennlinie: Kennlinie, die den Zusammenhang zwischen Eingangs-Gleichstrom und Eingangs-Gleichspannung für einen konstanten Ausgangswert und festgelegte Bedingungen im Ausgang (Kurzschluß- oder Leerlauffall) veranschaulicht. Beispiel: I_B/U_{BE}-Kennlinie für U_{CE} = const. **(Bild)** als Eingangskennlinie für Emitterschaltung.



Eingangs-Leitwert: a) → Eingangs-Admittanz (Y_I), d. h. Kehrwert der Eingangs-Impedanz: Komplexes Verhältnis des Eingangs-Signalstromes zur zugehörigen Eingangs-Signalspannung bei beliebigem Abschluß des Ausganges. Im besonderen: Angegeben für den bezüglich des Signals kurzgeschlossenen oder offenen Ausgang. Man verwendet vorzugsweise den Kurzschluß-Eingangswiderstand für Emitter- und Basisschaltung. b) Realteil G_I des komplexen Eingangs-Leitwertes Y_I.

Eingangsspannung (u_1): Die an die Eingangsklemmen einer Stufe (eines Vierpols) angelegte Signalspannung (Klemmenspannung der steuernden Quelle) **(Bild).**

Eingangsstrom (i_1): Der von einer Stufe (von einem Vierpol) aus der steuernden Quelle aufgenommene Signalstrom **(Bild).**

Eingangs-Widerstand: a) → Eingangs-Impedanz (Z_I), d. h. Kehrwert der → Eingangs-Admittanz: komplexes Verhältnis der Eingangs-Signalspannung zum Eingangs-Signalstrom für beliebigen Abschluß des Ausganges (Z_A), also $Z_I = 1/Y_I$. Im besonderen wird der Eingangs-Widerstand als Kurzschluß-Eingangs-Widerstand bzw. als Leerlauf-Eingangs-Widerstand zu kurzgeschlossenem bzw. offenem Ausgang (für Emitter- oder Basisschaltung) angegeben (h_{ie}, h_{ib}) b) Kehrwert des Realteils des komplexen Eingangsleitwertes $[_kR_e\ (E)]$.

Einkristall: Durchweg regelmäßig gewachsener Kristall, in dem also alle Elementarzellen gleich orientiert sind.

Elektronenbeweglichkeit (μ_n): Driftgeschwindigkeit der Elektronen in $\frac{cm}{s}$, hervorgerufen durch eine Feldstärke von 1 $\frac{V}{cm}$. Dimension somit $\frac{cm^2}{Vs}$. Für reines Germanium gilt $\mu_n \approx 3800 \frac{cm^2}{Vs}$

Elektronenenergie: Arbeitsinhalt des einzelnen Elektrons. Der Arbeitsinhalt kann als Produkt der durchlaufenen Spannung U, die das Elektron beschleunigt hat, und der Ladung des Elektrons (e oder q), nämlich durch $U \cdot e$ bzw. $U \cdot q$ oder
als Produkt aus Planckschem Wirkungsquantum $h = 6{,}62 \cdot 10^{-34}\ W \cdot s^2$ und der Frequenz f in s^{-1} oder
als Produkt aus → Boltzmannkonstante $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\ Ws/°K$ und der absoluten Temperatur T in °K ausgedrückt werden.

Elektronenfehlstelle: Stelle, an der im Halbleitergitter ein Valenz-Elektron fehlt. Synonym für → Defektelektron oder → Loch.

Elektronengas: Gesamtheit der in einem Stoff (Halbleiter oder Leiter) enthaltenen freien Elektronen. Diese sind der Wärmebewegung ähnlich unterworfen wie die Moleküle eines Gases. Während bei Gasen die Moleküle elastische Zusammenstöße erleiden, ergeben sich für die Elektronen im Halbleiter vor allem elastische Zusammenstöße mit den Atomen des Kristallgitters.

Elektronen-Leitfähigkeit (σ_n): Die (Halbleiter-)Leitfähigkeit, die sich auf die freien Elektronen gründet. Die Leitfähigkeit wird in Siemens für eine Länge von 1 cm und für einen Querschnitt von 1 cm^2 angegeben. Das bedeutet die Dimension $S \cdot cm^{-1} = (\Omega \cdot cm)^{-1}$. Die Elektronenleitfähigkeit folgt aus der → Elektronenbeweglichkeit μ_n, der Zahl n der Elektronen je cm^3 und der elektrischen → Elementarladung q so:

$$\sigma_n = \mu_n \cdot n \cdot q$$

Zahlenwerte sind für

- eigenleitendes Germanium

$$\sigma_{ni} = 3800 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{13} \cdot 1{,}59 \cdot 10^{-19} = 14 \cdot 10^{-3}\ (\Omega \cdot cm)^{-1} = \frac{1}{71}\ \frac{1}{\Omega cm}$$

- n-Germanium mit Dotierungsfaktor $a_n = 40$

$$\sigma_{nn} = 3800 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{13} \cdot 40 \cdot 1{,}59 \cdot 10^{-19} = 0{,}6\ (\Omega \cdot cm)^{-1} = \frac{1}{1{,}65}\ \frac{1}{\Omega cm}$$

Elektronenpaarbindung: Bindung zweier Atomrümpfe aneinander dadurch, daß diese Rümpfe gemeinsam von jeweils zwei Elektronen umflogen werden, deren jedes von einem der beiden Atome stammt. Synonym für → Valenzbindung.

Elektronen-Rückstrom: Elektronen, die im pnp-Transistor aus dem Basisbereich nach der Emitterzone übergehen und dort mit Löchern rekombinieren, die zu dem

Emitter-Löcherstrom gehören. Um diesen Elektronen-Rückstrom ist der in den Basisbereich eintretende Emitterstrom (d. h. der Injektionsstrom) geringer als der in der Emitter-Zuleitung fließende Emitterstrom.

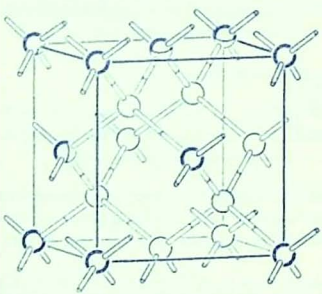
Elektronenschale: Zusammenfassung der Elektronen, die einen Atomkern in gleichem mittlerem Abstand umfliegen.

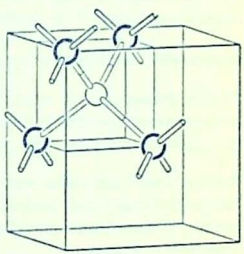
Elektronenstrom: Durch Elektronendrift besorgter elektrischer Strom. Die Driftrichtung ist der konventionellen Stromrichtung entgegengesetzt.

Elektronenvolt: Energieeinheit = Arbeitseinheit = 1 V · 1 Elementarladung = $1{,}59 \cdot 10^{-19}$ Ws.

Elementarladung (e oder q): Ladung, deren Betrag mit der Ladung eines Elektrons übereinstimmt. Es gilt: $q = 1{,}59 \cdot 10^{-19}$ As.

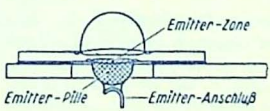
Elementarzelle: a) Kleinster Kristallbereich, der in drei Raumrichtungen regelmäßig wiederkehrt. Bei Germanium ist (wie bei Diamant) die Elementarzelle ein Würfel, dessen 8 Ecken und dessen 6 Flächenmitten mit je einem Atom besetzt sind. Diese Gitterform heißt kubisch, allseitig flächenzentriert **(Bild links).** b) Zweiatomige Elementarzelle, bestehend aus einem Atom und der ein volles Atom bildenden Summe der zugehörigen Anteile der mit ihm verbundenen Nachbaratome **(Bild rechts).**





Emissions-Widerstand: Differentieller Widerstand der Emitter-Sperrschicht, im Idealfall gegeben als Verhältnis der Temperaturspannung (bei Zimmertemperatur 26×10^{-3} V) zum Emittergleichstrom. (Kehrwert der Emitterstrom-Steilheit S_E)

Emitter: Abkürzung entweder für → Emitterzone oder für → Emitterelektrode oder für → Emitteranschluß. Das **Bild** gibt hierzu ein Beispiel.



Emitter-Anschluß: Zur → Emitterelektrode gehörender Anschlußdraht.

Emitter-Bahnwiderstand (r_{Ee}): Wirkwiderstand der Strombahn zwischen Emitteranschluß und Emittersperrschicht.

Emitter-Diffusionskapazität: Durch die Diffusionsvorgänge in der Basiszone bedingte zusätzliche Kapazität der Emittersperrschicht. Sie hängt (bei gegebener Dicke der Basiszone) von dem Emittergleichstrom ab und ist in erster Näherung bis zur α-Grenzfrequenz frequenzunabhängig.

Emitter-Diode: Durch die → Sperrschicht zwischen Emitterbereich und → Basisbereich dargestelltes Ventil, wie es zwischen Emitter- und Basisanschluß zur Wirkung kommt, wenn der Collectoranschluß frei bleibt.

Emitter-Elektrode: Transistor-Elektrode, der in der Röhre die Kathode entspricht; leitende Verbindung zwischen Emitterzone und → Emitteranschluß. Genaugenommen: dünne, an die Emittersperrschicht emitterseitig angrenzende Zone.

Emitter-Ergiebigkeit (γ): Verhältnis des → Injektionsstromes zu dem über den Emitteranschluß fließenden Strom. Das heißt: Anteil des Majoritätsträgerstromes in der Emitterzone von dem dort fließenden Gesamtstrom. Die Emitter-Ergiebigkeit liegt etwas unter 1, da in der Emitterzone ein, wenn auch sehr schwacher, Minoritätsträgerstrom fließt. Dieser Minoritätsträgerstrom trägt — ebenso wie der durch Rekombination in der Basiszone verlorengehende Bruchteil des Emitterstromes — zum Collectorstrom nichts bei.

Emitter-Grenzschicht: Andere Bezeichnung der Emitter-Sperrschicht.

Emitter-Kapazität: Entweder: Kapazität bedingt durch die Raumladungen in der Emitter-Sperrschicht, also Emitter-Sperrschichtkapazität, oder aber: Emitter-Gesamtkapazität, d. h. Summe aus Emitter-Diffusionskapazität und Emitter-Sperrschichtkapazität.

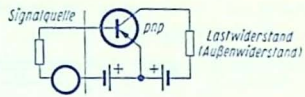
Emitterpille: Beim Legierungstransistor etwa halbkugelförmig angeschmolzenes Teil auf der Emitterseite des Halbleitersystems. Die hiervon in den aus Basismaterial bestehenden Halbleiterkörper eingedrungenen Atome bilden dort die Dotierung der Emitterzone. (Bild → Emitter.)

Emitter-Reststrom (I_{EB0}): Gleichstrom, der als Sperrstrom beim stromlosen Collectoranschluß auf Grund einer bestimmten für Sperr-Richtung gepolten, zwischen Emitter und Basis angelegten Gleichspannung fließt.

Emitter-Rückstrom: Andere Bezeichnung für den → Elektronenrückstrom des pnp-Transistors.

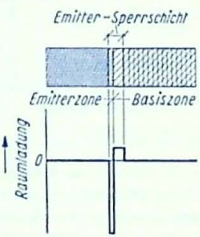
Emitter-Schaltung: Transistor-Betriebsschaltung (→ Grundschaltung), in der der Emitter dem Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsam angehört. Üblicherweise bezieht man die Bezeichnung „Emitterschaltung" auf das Signal. Dabei ordnet man meistens den Basis-Anschluß dem Signaleingang und den Collector-Anschluß dem Signalausgang zu (Emitterschaltung vorwärts) **(Bild)**. Bei umgekehrter Zuordnung spricht man von Emitter-Schaltung rückwärts. Selten charakterisiert man mit Emitterschaltung die Speisestrom-

quellenschaltung, was dann stets besonders angegeben wird. Hierbei ist jede der zwei Speisestromquellen einpolig an den Emitter angeschlossen.



Emitter-Spannung: Allgemein: Spannung, die die Emitter-Elektrode gegen eine andere Transistor-Elektrode oder auch gegen Masse aufweist. Es ist also notwendig, die Bezugsstelle zu nennen, also z. B. von Emitter-Collectorspannung (U_{EC}) bzw. von Emitter-Basisspannung (U_{EB}) **(Bild)** zu sprechen. Außerdem muß in Zweifelsfällen stets angegeben werden, ob es sich um eine Gleichspannung (Vorspannung) oder um eine Signalspannung handelt.

Emitter-Sperrschicht: → Sperrschicht in der Umgebung der Grenzfläche zwischen Emitterzone und → Basiszone. Die Emitter-Sperrschicht hat im Betrieb eine weit geringere Breite als die Collector-Sperrschicht, da die an ihr liegende Basis-Emitterspannung in Durchlaßrichtung gepolt ist **(Bild)**.



Emitter-Sperrschicht-Kapazität: Kapazität zwischen Emitter- und Basiszone. Sie ist abhängig von der Sperrschichtbreite. Diese wiederum wird beeinflußt durch die Dotierungen beider Zonen und durch die Basis-Emitter-Gleichspannung.

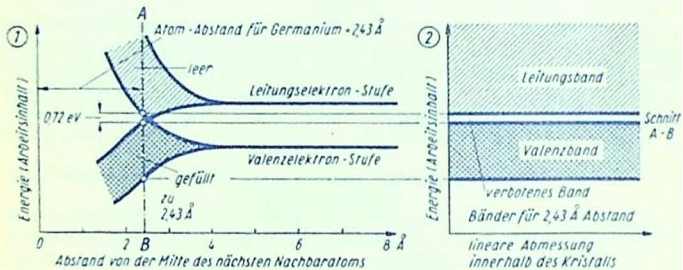
Emitterstrom (I_E): Über die Emitterleitung fließender Strom **(Bild)**. Positive → Zählrichtung zum Emitter hin. Zahlenwert hierzu für pnp-Transistor positiv. Falls es sich um einen Signalstrom handelt, verwendet man als Formelzeichen ein kleines **i**.

Emitter-Verlustleistung (P_E): In der Emittersperrschicht in Wärme umgesetzte Leistung, gegeben als Produkt aus Emitter-Ruhestrom und Emitter-Basis-Gleichspannung.

Emitter-Widerstand: a) → Emitter-Bahnwiderstand. b) in Schaltungen der zwischen dem einen Pol der Speisestromquelle und dem Emitteranschluß liegende Widerstand. Beim pnp-Transistor handelt es sich um den positiven Pol der Speisestromquelle. c) Gelegentlich für → Emissionswiderstand verwendeter Ausdruck.

End-Transistor, Endstufen-Transistor: Leistungstransistor für Endstufen analog zur Endröhre.

Energieband: Zu einer Zone erweiterte Elektronen-Energiestufe im → Termschema: Ein Elektron kann durch äußere Anregung von einer Energiestufe zur nächsthöheren überspringen. Bei Elektronen im Kristall wird deren Energie zusätzlich durch Wechselwirkungen der Elektronen untereinander sowie zwischen Elektronen und Gitteratomen beeinflußt. Das bedeutet an Stelle einer einzelnen, diskreten Stufe eine Zone möglicher Energien. Die hier wichtigsten Energiebänder sind das → Valenzband und das → Leitungsband. **Bild 1** zeigt, wie die Energie der Leitungselektronen und der Valenz-Elektronen



für einen Gitteraufbau, wie ihn das Germanium aufweist, vom Abstand von der Mitte eines Atomkerns abhängt. **Bild 2** stellt Valenzband und Leitungsband des Germaniumkristalls dar. Dünne, waagerechte Striche veranschaulichen den Zusammenhang mit Bild 1. Die lineare Abmessung in Bild 2 hat mit dem gegenseitigen Atomkernabstand nichts zu tun.

Energie-Niveau: Energiewert, d. h. Arbeitsinhalt, hier zu einem Ladungsträger gehörend.

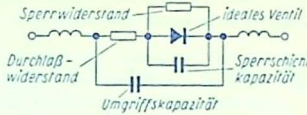
Entartung: Abweichung der Eigenschaften des Elektronengases von denen, die den normalen Gasgesetzen entsprechen.

Entartungskonzentration (n_i° bzw. p_i°): Ladungsträgerdichten, bei denen die normalen Gasgesetze nicht mehr gelten. Unter normalen Umständen maximal mögliche Elektronendichte im Leitfähigkeitsband, bzw. Löcherdichte im Valenzband. Dimension cm^{-3}. Für alle Halbleiter gilt bei Zimmertemperatur ungefähr:

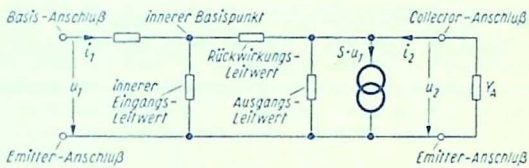
$$n_i^\circ \approx p_i^\circ \approx 3 \cdot 10^{19}\ cm^{-3}$$

Ergiebigkeit des Emitters (γ): → Emitter-Ergiebigkeit.

Ersatzschaltung für Diode: Zweipolschaltung mit idealem Ventil, Durchlaß- und Sperrwiderstand, Sperrschicht- und Umgriffs-Kapazität sowie Zuleitungs-Induktivitäten (**Bild**).



Ersatzschaltung für Transistor: Vierpolschaltung, womit der gespeiste und gesteuerte Transistor nachgebildet wird. Die Ersatzschaltung ist aus Widerständen und Kapazitäten sowie aus Strom und/oder Spannungsquellen aufgebaut. Man benötigt dazu entweder zwei Impedanzen und zwei gesteuerte Quellen oder, meistens, eine gesteuerte Quelle und drei Impedanzen (**Bild**). An Stelle der Impedanzen werden vielfach die Leitwerte angegeben, wobei man im Ersatzschaltbild den Wirkleitwert und den kapazitiven Leitwert in der Regel getrennt darstellt (→ Transistor-Ersatzschaltung).

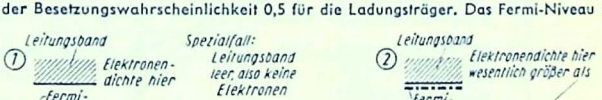


Erwärmungskenngrößen: → Wärmewiderstände (innerer, äußerer), auch thermische Widerstände genannt, Wärmeabgabezahl (auch als Wärmeabgabegröße oder Wärmeaustauschkonstante bezeichnet), → Temperaturdurchgriff.

Exemplarstreuungen: Streuungen der technischen Daten derselben Type von Exemplar zu Exemplar.

Fehlordnung des Kristallaufbaues: Jede Abweichung vom völlig regelmäßigen Kristallaufbau. Dazu gehören → Fremdatome, → Gitterlücken und Gitterzwischenplatzbesetzungen. Die beiden letzten Fehlordnungen führen bei regelmäßiger Anordnung zu Kristallbaufehlern, wie Versetzungen und Kornabgrenzungen.

Fermi-Niveau (ζ oder E_0): → Energieniveau für die Ladungsträger (im → Termschema) mit der Besetzungswahrscheinlichkeit 0,5 für die Ladungsträger. Das Fermi-Niveau be-



findet sich für Halbleiter und Isolierstoffe stets zwischen → Valenz- und → Leitungsband. Seine spezielle Lage hängt vom Verhältnis der Elektronendichte zur Löcherdichte ab.

Das Fermi-Niveau liegt bei Gleichheit von Elektronen- und Löcherdichte (→ Intrinsicfall) mitten zwischen Valenz- und Leitungsband **(Bild 1)**, bei stark überwiegender Elektronendichte nahe dem Leitungsband **(Bild 2)** und bei stark überwiegender Löcherdichte nahe dem Valenzband. Bezieht man das Fermi-Niveau ζ auf die Mitte zwischen beiden Bändern, so gilt

$$\text{für } n > n_i\text{:} \qquad \zeta = U_T \ln \frac{n}{n_i}$$

$$\text{für } p > n_i\text{:} \qquad \zeta = -U_T \ln \frac{p}{n_i}$$

Fermi-Potential (φ): Dem → Fermi-Niveau entsprechende Spannung. Im Intrinsicfall ist das Fermi-Potential gleich der Hälfte der → Ionisierungsspannung

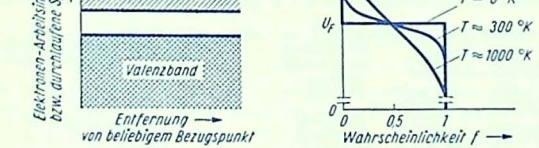
$$\varphi = \frac{1}{2} \Delta U \text{ [V]}$$

Fermi-Verteilung: Besetzungswahrscheinlichkeit f eines Energiewertes (ausgedrückt in Arbeitsinhalt eV oder in Spannung V) abhängig von der Temperatur T bzw. von der Temperaturspannung U_T. Die Spannung U_F (Bild 2) und damit der hierzu gehörende Arbeitsinhalt E_0 gelten für 0 °K. Es gilt mit der Elementarladung q und der Boltzmannkonstante k:

$$U_T \cdot q = k \cdot T \quad \text{also} \quad U_T = k \cdot T/q$$

$$f = \frac{1}{\exp\left[\dfrac{U - U_F}{U_T}\right] + 1} = \frac{1}{\exp\left[\dfrac{E - E_0}{k \cdot T}\right] + 1}$$

exp bedeutet, daß der darauf folgende (hier eingeklammerte) Ausdruck als Exponent der nicht angeschriebenen Zahl e anzusehen ist. Beispiel: $\exp a = e^a$
Zu **Bild 1** als Orientierung (angenommen Halbleiter) gehört das **Bild 2**, in dem f waagerecht aufgetragen ist (→ Verteilungsfunktion nach Fermi).



Flächendiode: Sperrschichtventil mit größerer Querschnittsfläche des pn-Überganges (Gegensatz: Spitzendiode).

Flächentransistor: Transistor, dessen Zonen durch Flächen gegeneinander abgegrenzt werden, deren Ausmaße mit den Zonen-Querschnitten vergleichbar sind. Zu den Flächentransistoren gehören die Legierungs-Transistoren, die gezogenen Transistoren und die Diffusionstransistoren, aber auch Sonderarten wie die Unipolar-Transistoren.

Formieren (elektrisch): Erzeugen bleibender Veränderungen der elektrischen Eigenschaften eines Metall-Halbleiter-Kontaktes (z. B. Erzeugen eines pn-Überganges an einem → Punktkontakt) durch zeitlich begrenzte Strombelastung.

Freie Weglänge: Mittlere Wegstrecke, die ein freies Elektron zwischen je zwei Zusammenstößen mit den Gitteratomen oder mit anderen freien Elektronen zurücklegt. Die freie Weglänge beträgt für Halbleiter etwa 10^{-6} cm.

Fremdatome: Spurenweise in das Halbleitergitter eingebaute Atome eines anderen chemischen Elementes. Es gibt Fremdatome, die die Leitfähigkeit durch kontrollierbare Abgabe oder Aufnahme von Elektronen beeinflussen (Donatoren und Akzeptoren) und solche, die sich neutral einbauen oder durch unkontrollierbare Elektronenabgabe die Leitfähigkeit „vergiften" (→ Störatome, z. B. Kupfer in Germanium). Fremdatome sitzen entweder auf normalen Gitterplätzen oder auf Zwischengitterplätzen.

Frequenzkenngrößen: Grenzfrequenzen, bis zu denen eine Verwendbarkeit gegeben ist, also bei Dioden die Frequenz, bei der die Kapazität des Ventils die Ventilwirkung störend beeinträchtigt, bei Transistoren die → α-, → β-, → Steilheits- und → Schwing-Grenzfrequenz.

Gallium (Ga): Dreiwertiges Element mit der Ordnungszahl 31, Schmelzpunkt 29,7 °C; → periodisches System.

Gallium-Antimonid: → Intermetallische $A^{III}B^{V}$-Verbindung.

Gallium-Arsenid: → Intermetallische $A^{III}B^{V}$-Verbindung.

Gegendotieren: n-Material mit einem Überschuß an Akzeptoren versehen, so daß dadurch p-Material entsteht, bzw. aus p-Material durch Dotieren mit Donatoren n-Material gewinnen. Das Gegendotieren wird zum Zonenbilden ausgenutzt.

Gehäuse: Umhüllung des Transistorsystems, vergleichbar mit dem das Röhrensystem umschließenden Kolben, meistens aber nicht evakuiert, für Vorstufen-Transistoren vielfach aus Glas, für Leistungstransistoren aus Metall gefertigt.

Gehäuse-Kapazität (C_{ak}): → Umgriffskapazität der Diode, → Ersatzschaltung für Diode.

Gehäusetemperatur ($t_{gehäuse}$): Temperatur an der wärmsten Stelle der Oberfläche des Transistor- bzw. Diodengehäuses in einem definierten Betriebsfall für den Dauerzustand (thermisches Gleichgewicht).

Generation: Anderer Ausdruck für → Paarbildung.

Germanit: Germanium-Erz mit einem Gehalt von 4...8 % Germanium.

Germanium: Chemisches Element mit der Ordnungszahl 32 in der 4. Gruppe des periodischen Systems, d. h. 4wertig bzw. mit 4 Valenzelektronen; Atomgewicht: 72,6; Dichte: 5,32 g/cm^3, Zahl der Atome je cm^3: $\frac{6 \cdot 10^{23} \cdot 5{,}32}{72{,}6} = 4{,}4 \cdot 10^{22}\ \text{cm}^{-3}$ (mit $6 \cdot 10^{23} = N_L$ = Loschmidt-Zahl); relative Dielektrizitätskonstante: 16; Schmelzpunkt: 958 °C. Germanium findet vorzugsweise als Halbleitermaterial Verwendung, weil es sich mit verhältnismäßig einfachen Mitteln genügend rein, d. h. frei von störenden Fremdatomen, darstellen läßt.

Gitter (Halbleiter): Regelmäßige Anordnung der Atome im Halbleiterkristall. Der kleinste sich in den 3 Raumrichtungen regelmäßig wiederholende Bereich eines Gitters ist die → Elementarzelle. Diese ist z. B. bei Germanium ein Würfel.

Gitter-Fehlstelle: Gitterstelle, an der ein Atom fehlt (Gitterlücke). Gitterlücken wirken wie Akzeptoren. Gitter-Fehlstellen können z. B. durch Kristallversetzungen entstehen.

Gitterkonstante (Kristallgitter): Länge jeweils einer der 3 Kanten der Elementarzelle. Im allgemeinen Fall gehören zu einem Gitter also 3 Gitterkonstanten. Für Germanium, dessen Elementarzelle ein Würfel ist, gibt es lediglich eine Gitterkonstante. Sie beträgt $5{,}66 \cdot 10^{-8}$ cm.

Gitterlücke: Gitterstelle, an der ein Atom fehlt, also eine Art der → Gitterfehlstellen. Gitterlücken wirken wie Akzeptoren.

Gitterstörstelle: Stelle im Gitter, an der statt des entsprechenden Kristallbausteines Atom oder Ion) ein Fremdatom sitzt (z. B. ein Donator oder Akzeptor).

Gleichstrom-Kurzschluß-Stromverstärkung: Verhältnis des Gleichstromes im Ausgangskreis zum Gleichstrom im Eingangskreis, also für Emitterschaltung das Verhältnis des Collector-Gleichstromes zum Basis-Gleichstrom (Formelzeichen B) und für Basisschaltung das Verhältnis des Collector-Gleichstromes zum Emitter-Gleichstrom (Formelzeichen A) ist dasselbe wie:

Gleichstromverstärkungsfaktor (A für Basisschaltung, B für Emitterschaltung): A = Collectorgleichstrom: Emittergleichstrom, B = Collectorgleichstrom: Basisgleichstrom → Gleichstrom-Kurzschluß-Stromverstärkung. Näherungsweise gilt: $A \approx \alpha$, $B \approx \beta$. D. h. Der Gleichstromverstärkungsfaktor ist etwa gleich dem entsprechenden → Stromverstärkungsfaktor für Signalstrom.

Gleichstrom-Verlustleistung (P_{C+E}): Gesamte im Transistor in Wärme umgesetzte Gleichstromleistung, also für den Fall fehlender oder sehr geringer Aussteuerung gegeben durch die zugeführte Gleichstromleistung, d. h. Summe aus Collector-Gleichstromleistung (Produkt aus Collector-Ruhestrom (I_C) und Gleichspannung zwischen Collector und Basis) und Emitter-Gleichstromleistung (Produkt aus Emitter-Ruhestrom und Gleichspannung zwischen Emitter und Basis. $P_{C+E} = P_v \approx |U_{CE}| \cdot |I_C|$).

Grenzfrequenz: Es gibt die → α-Grenzfrequenz (f_α), die → β-Grenzfrequenz (f_β), die → β_1-Grenzfrequenz (f_{β_1}), die → Steilheits-Grenzfrequenz und die → Schwing-Grenzfrequenz.

Grenzschicht: Andere Bezeichnung für → Sperrschicht.

Grenzspannung: → Durchbruchspannung einer Sperrschicht für den Fall, daß der Steilanstieg des Sperrstromes reversibel ist, daß der Sperrstrom also bei Spannungsverminderung ebenso absinkt, wie er bei Spannungserhöhung angestiegen ist.

Grenzwert: meistens: höchstzulässiger Wert, der nicht überschritten werden darf (Beispiele: höchstzulässige Werte der Sperrschichttemperatur, der Gleichstromverlustleistung, der Collector-Basis-Spannung), außerdem aber: Wert, bis zu dem die Betriebseigenschaften den üblichen Erfordernissen entsprechen (Beispiele: die verschiedenen Grenzfrequenzen).

Großsignalverstärkung: Verstärkung derart, daß der Arbeitsbereich des Transistors wenigstens einigermaßen ausgenutzt wird, so daß man die Aussteuerungsgrenzen zu beachten hat und sich nicht mit rechnerischen Ermittlungen auf Grund der Vierpolkoëffizienten begnügen darf.

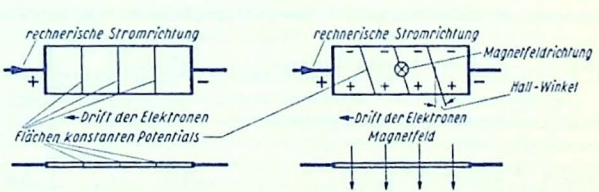
Grundschaltungen: → Emitter-, → Basis- und → Collectorschaltung, gekennzeichnet durch die bezüglich des Signals jeweils gemeinsame Elektrode für Ein- und Ausgang der Schaltung, seltener bezüglich der Gleichstromspeisung.

Haftstelle (Halbleiter): Einfangstelle für freie Elektronen bzw. für Löcher im Halbleiter. Andere Bezeichnung: Trap.

Halbleitende Verbindung: Verbindung aus verschiedenen Elementen derart, daß sich ein regelmäßiges Atomgitter ergibt, das Halbleiter-Eigenschaften hat. Meistens bestehend aus zwei Metallen, die darin mit einander gleichen Atomzahlen vertreten sind.

Halbleiter: Chemisches Element oder chemische Verbindung, gekennzeichnet durch eine Leitfähigkeit, die zwischen der der Metalle und der der Isolatoren liegt, die stets mit wachsender Temperatur zunimmt und stark von der „Reinheit" des Ausgangsmaterials abhängt, also durch Dotierung sehr erheblich beeinflußt werden kann. Der Abstand zwischen Valenzband und Leitungsband ist charakteristisch. Er beträgt für Germanium etwa 0,72 eV und für Silizium rund 1,1 eV.

Hall-Effekt: Zustandekommen einer Querspannung in einem dünnen Blättchen aus Leiter- oder Halbleitermaterial, wenn dieses Blättchen in seiner Längsrichtung von



Strom durchflossen wird und gleichzeitig unter dem Einfluß eines das Blättchen senkrecht durchdringenden Magnetfeldes steht. Der Strom fließt dabei senkrecht zu einer Ebene,

die durch die Breitenausdehnung des Blättchens und durch die Feldrichtung gemeinsam bestimmt ist. Wird das waagerecht liegende Blättchen von dem Magnetfeld in der Richtung von oben nach unten durchdrungen, so werden die Ladungsträger (Elektronen wie Löcher) in der rechnerischen Stromrichtung gesehen, nach links abgedrängt. Demgemäß liegt hier der positive Pol der Querspannung für Elektronenstrom rechts und für Löcherstrom links (**Bild**). Die rechnerische Stromrichtung stimmt mit der Bewegungsrichtung der Löcher überein. Der Hall-Effekt wird vor allem zum Ausmessen magnetischer Gleichfelder, aber auch zum Untersuchen von Halbleitern ausgenutzt.

Hallkonstante (R_H): Materialkonstante, Verhältnis des Hallspannungsgefälles zum Produkt aus Magnetfelddichte und Stromdichte. Es gilt mit

B	Magnetfelddichte (Feld senkrecht durch das Blättchen)	Vs/cm^2
I	Längsstrom im Blättchen (Steuerstrom)	A
d	Blättchendicke (in Richtung von B)	cm
i	Stromdichte zu I	A/cm^2
E_H	Hallfeldstärke (Hallspannungsgefälle)	V/cm
R_H	Hallkonstante	cm^3/As

$$R_H = \frac{E_H}{B \cdot i} = \frac{U_H \cdot d}{B \cdot I}$$

Der Wert von R_H wächst mit der Ladungsträger-Beweglichkeit und steht im umgekehrten Verhältnis zur Zahl der Ladungsträger je cm^3. Zahlenwerte von R_H sind: Metalle etwa $10^{-4}\ \frac{cm^3}{As}$, Wismut $\approx 0{,}5\ \frac{cm^3}{As}$, geeignet dotiertes Germanium $> 1000\ \frac{cm^3}{As}$. Die Temperaturabhängigkeit der Hallkonstanten von Wismut und dotiertem Germanium ist beträchtlich.

Heißleiter: Material, dessen Leitfähigkeit mit steigender Temperatur erheblich größer wird.

Hochfrequenz-Transistor: Transistor mit hohen Grenzfrequenzen (z. B. über 1 MHz).

Homöopolare Bindung: Synonym für → Elektronenpaarbindung. Gegensatz: Heteropolare Bindung, d. h. → Ionenbindung.

h-Parameter: Vierpolkoëffizienten für Transistor-Kleinsignalverstärkung benutzt.

$h_{11} = h_i = \frac{u_1}{i_1}$ Kurzschluß-Eingangswiderstand

$h_{12} = h_r = \frac{u_1}{u_2}$ Leerlauf-Spannungs-Rückwirkung

$h_{21} = h_f = \frac{i_2}{i_1}$ Stromverstärkungsfaktor

$h_{22} = h_o = \frac{i_2}{u_2}$ Leerlauf-Ausgangsleitwert

Dafür gelten folgende Formelzeichen-Zusammenhänge:

Allgemeine Formelzeichen		h_{11}	h_{12}	h_{21}	h_{22}
Emitterschaltung	bisher	h'_{11}	h'_{12}	h'_{21}	h'_{22}
	neu	h_{ie}	h_{re}	h_{fe}	h_{oe}
Basisschaltung	bisher	h_{11}	h_{12}	h_{21}	h_{22}
	neu	h_{ib}	h_{rb}	h_{fb}	h_{ob}

Es ist: $h_{fb} = -\alpha$ und $h_{fe} = -\beta$.

Indium (In): Dreiwertiges Element, Ordnungszahl 49, Schmelzpunkt 156,4 °C; → Periodisches System.

Indium-Antimonid (InSb): → Intermetallische, halbleitende Verbindung zwischen Indium und Antimon.

Indium-Phosphid (InP): Halbleitende Verbindung zwischen Indium und Phosphor.

i-leitendes Material: Halbleitermaterial, in dem die freien Elektronen in derselben Zahl vorhanden sind wie die Defektelektronen, also entweder völlig reines Material oder auch Material, für das unter den jeweiligen Bedingungen die Eigenleitfähigkeit die durch Fremdatome bewirkte Leitfähigkeit weit überdeckt oder Material, das ebenso viele Akzeptoren wie Donatoren enthält. i ist die Abkürzung von → intrinsic.

Impfkristall: Kleiner Einkristall, der in die Schmelze getaucht und aus dieser dann sehr langsam herausgezogen wird, so daß auf diese Weise ein großer Einkristall entsteht.

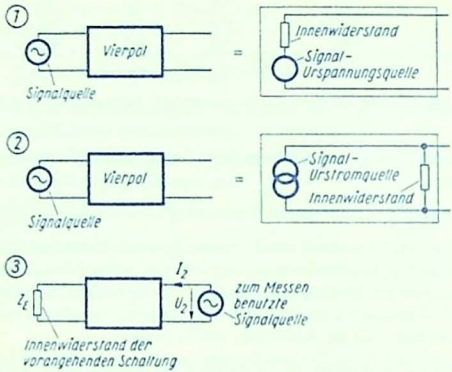
Injektion von Ladungsträgern: Zufuhr von → Minoritätsträgern in ein Halbleitermaterial, insbesondere durch Einströmen aus Bereichen, in denen diese Ladungsträger eine höhere Dichte aufweisen. Die höhere Dichte der Ladungsträger, die als Minoritätsträger in eine Zone einströmen, ist vor allem dort gegeben, wo diese Ladungsträger die → Majoritätsträger darstellen. Injektion findet z. B. statt: aus angrenzendem Halbleitermaterial des anderen Leitungstyps über die Sperrschicht hinweg.

Injektionsstrom (I_{ep}): Aus dem Emitterbereich durch die Emittersperrschicht in den Basisbereich injizierter Strom. Der Betrag dieses Stromes ist wegen des → Rückstromes etwas niedriger als der des über den Emitteranschluß fließenden Stromes.

Innen-Admittanz, -Impedanz, -Leitwert, -Widerstand: Andere Bezeichnung für Ausgangs-Admittanz, -Impedanz, -Leitwert, -Widerstand.

Innenwiderstand (R_i, r_o): Zunächst: Widerstand, der im Innern einer Stromquelle von dem Stromquellen-Belastungsstrom durchflossen wird und auf den deshalb ein Teil der Stromquellen-Urspannung entfällt. Als Stromquelle gilt dabei auch ein gesteuerter Vierpol mit Einrechnung seiner Steuerung. Der Innenwiderstand der Ersatz-Spannungsquelle liegt in Reihe mit der Urspannungsquelle (**Bild 1**), in der Ersatz-Stromquelle parallel zur Urstromquelle (**Bild 2**), wobei man meistens statt mit dem Innenwiderstand mit dessen Kehrwert (dem Innenleitwert) rechnet. Um den betriebsmäßigen Innenwiderstand eines Vierpols zu bestimmen, schließt man seinen Eingang mit dem Innenwiderstand der ihn steuernden Signalquelle ab und speist ihn aus einer Signalquelle am

Ausgang, wobei man dort Signalspannung sowie Signalstrom mißt (**Bild 3**) und dann die Signalspannung durch den Signalstrom teilt. Der Index *o* leitet sich von output ab. → Ausgangsimpedanz, → Ausgangsleitwert, → Ausgangswiderstand.



Innere Eingangskapazität: Zwischen → innerem Basispunkt und Emitter wirksame Kapazität (→ Ersatzschaltung für Transistor).

Innere Feld-Emission: Herausreißen von Elektronen aus ihren Bindungen durch ein hinreichend hohes Spannungsgefälle (eine hinreichend hohe elektrische Feldstärke) im Innern des Halbleitermaterials (→ Zener-Effekt).

Innerer Basispunkt: In der Transistor- → Ersatzschaltung, der Punkt, vor dem der → Basis-Bahnwiderstand liegt.

Innerer Eingangsleitwert: Zwischen → innerem Basispunkt und Emitter wirksamer komplexer Leitwert (→ Ersatzschaltung für Transistor).

Innere Transistor-Kenngrößen: Kenngrößen, deren Zahlenwerte an den Anschlüssen nicht einzeln meßbar sind. Beispiele: Emissionswiderstand, Emitter-Bahnwiderstand, Emitter-Sperrschichtkapazität, Emitter-Diffusionskapazität, Basis-Bahnwiderstand, Collector-Diffusionsleitwert, Collector-Bahnwiderstand.

Instabilität, thermische: → thermische Stabilität.

Intermetallische Verbindung: Chemische Verbindung aus zwei Metallen (Legierung dieser Metalle in einem ihren Atomgewichten entsprechenden Mischungsverhältnis). In der Halbleitertechnik werden halbleitende intermetallische Verbindungen verwendet. Die wichtigsten von ihnen enthalten Anteile aus der 3. und 5. Gruppe des periodischen Systems. Davon verwendet man z. B. Indium-Antimonid und Aluminium-Antimonid (In Sb und Al Sb).

Intrinsic: Im Zusammenhang mit völlig reinen Halbleitern gebrauchte Bezeichnung, die der englischen Sprache entnommen ist und nichts anderes bedeutet als „wirklich", „wahr" oder „innerlich". Ist „Intrinsic" einer anderen Bezeichnung vorgesetzt, so gilt die mit dieser Bezeichnung charakterisierte Größe für den Fall der → Eigenleitfähigkeit.

Intrinsicfall: Fall der → Eigenleitfähigkeit (→ Intrinsic-Leitfähigkeit).

Intrinsic-Leitfähigkeit (Eigenleitfähigkeit, σ_i): Leitfähigkeit des völlig reinen Halbleitermaterials, also Leitfähigkeit für den Intrinsicfall. σ_i ist gegeben als Summe aus Elektronenleitfähigkeit σ_{ni} und Löcherleitfähigkeit σ_{pi}

$$\sigma_i = \sigma_{ni} + \sigma_{pi}$$

Zahlenwerte für Germanium bei Zimmertemperatur:

$$\sigma_{ni} = \frac{1}{71\ \Omega\text{cm}} \qquad \sigma_{pi} = \frac{1}{140\ \Omega\text{cm}} \qquad \sigma_i = \frac{1}{48\ \Omega\text{cm}}$$

Intrinsiczahl (n_i): auf 1 cm^3 bezogene Zahl der Elektronen = auf 1 cm^3 bezogene Zahl der Löcher von Halbleitern mit Intrinsicleitfähigkeit. Sie ist durch die Entartungskonzentration n_i°, die halbe Ionisierungsspannung $\frac{1}{2}\Delta U$ und die Temperaturspannung U_T so bestimmt:

$$n_i = n_i^{\circ}\, e^{-\frac{\Delta U}{2 U_T}} \qquad e = \text{Basis der natürlichen Logarithmen}$$

Inversion (Halbleiter): a) Stelle, an der bei einem pn-Übergang der Wechsel zwischen p- und n-Leitfähigkeit auftritt, b) Umwandlung von n- zu p-Leitung oder umgekehrt in der nächsten Nachbarschaft der Oberfläche infolge dort auftretender → Oberflächenzustände.

Inversionsfläche: Fläche, in der der Wechsel zwischen p-Leitfähigkeit und n-Leitfähigkeit für einen pn-Übergang stattfindet, also Grenzfläche zwischen p-Zone und n-Zone.

Inversionsschicht: a) Zone, innerhalb der die Raumladung eines pn-Überganges vorhanden ist, d. h. → Raumladezone oder → Sperrschicht, b) Außenschicht mit → Inversion durch → Oberflächenzustände.

Ion: Atom bzw. Molekül mit elektrischer Ladung auf Grund entweder eines fehlenden Valenz-Elektrons oder eines zusätzlich aufgenommenen Elektrons.

Ionenbindung: Bindung zwischen zwei verschiedenartigen Atomen derart, daß durch Hinüberwechseln der Valenz-Elektronen die Atome zu Ionen werden und die Bindung demgemäß auf Coulombschen Kräften beruht. Beispiel Na Cl. Andere Bezeichnung: heteropolare Bindung.

Ionenkristall: Kristall einer chemischen Verbindung, worin die Atome als Ionen auftreten und der Zusammenhalt auf die gegenseitige elektrische Anziehung entgegengesetzt geladener Ionen gegründet ist.

Ionisiertes Akzeptor-Atom: Akzeptor-Atom, das durch Aufnahme eines Elektrons zu einem negativen Ion geworden ist. Als Formelzeichen für die Anzahl der ionisierten Akzeptoratome je cm^3 dient n_{A-}

Ionisiertes Donator-Atom: Donator-Atom, das durch Abgabe eines Elektrons zu einem positiven Ion geworden ist. Als Formelzeichen für die Anzahl der ionisierten Donator-Atome je cm^3 dient n_{D+}

Ionisierungsspannung (ΔU oder Φ oder φ): Spannung, die nötig ist, um von einem Atom ein Valenz-Elektron abzulösen (siehe auch Ablösearbeit). Zahlenwert für Germanium innerhalb des reinen Germaniumkristalles: $\Delta U = 0{,}72$ V.

i-Schicht: Halbleiterschicht mit i-Leitfähigkeit, (d. h. → Intrinsic- oder → Eigenleitfähigkeit).

Kaltleistung: Verlustleistung unmittelbar nach dem Einschalten. Die Verlustleistung steigt mit zunehmender Eigenerwärmung.

Kation: Positiv geladenes → Ion.

Kenngrößen: Größen, die zum Beschreiben des Verhaltens (hier von Transistoren und Ventilen) benötigt werden und deren Zahlenwerte man braucht, um das jeweilige Verhalten quantitativ angeben zu können. Man unterscheidet statische und dynamische Kenngrößen.

Kennwerte: Zahlenwerte der → Kenngrößen.

Kipp-Diode: Diode mit begrenzter Sperrspannung. Wird die Spannung über die Sperrgrenze gesteigert, so tritt eine Stromlawine auf, wobei — im Gegensatz zur → Zener-Diode — die Spannung zusammenbricht. Diese Eigenschaft kannn in Kippschaltungen ausgenutzt werden.

Kniespannung (U_{CErest}): Andere Bezeichnung für → Collector-Restspannung.

Kleinsignalverstärkung: Verstärkung derart, daß nur ein eng begrenzter Teil des Arbeitsbereiches ausgesteuert wird, weshalb man hierfür mit den Vierpolkoëffizienten rechnen kann und Kennlinien nur zum Festlegen des Arbeitspunktes benötigt.

Kollektor: Stromwender einer elektrischen Maschine, auch verdeutschte Schreibweise für → Collector.

Kompensations-Leitfähigkeit: Leitfähigkeit eines sowohl mit Akzeptoren wie auch mit Donatoren dotierten Halbleitermaterials. Bei gleichen Dotierungsgraden wäre die Kompensations-Leitfähigkeit gleich der → Intrinsic-Leitfähigkeit.

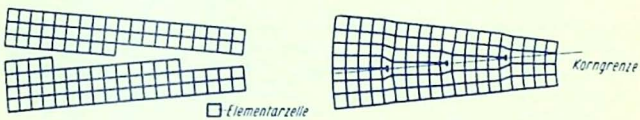
Kompensationszone: Zone mit → Kompensations-Leitfähigkeit (an der Grenze zwischen p- und n-Zone, z. B. bei → Kontradotierung auftretend).

Komplementär: in bezug auf Transistoren, entgegengesetzte Folge der Dotierungen der einzelnen Zonen. Komplementär sind: pnp-Transistor und npn-Transistor.

Kontra-Dotierung: → Dotierung eines p-dotierten Halbleiters mit Donatoren, um so eine n-dotierte Zone zu gewinnen, bzw. eines n-dotierten Halbleiters mit Akzeptoren, um damit eine p-dotierte Zone zu gewinnen (→ Gegendotieren).

Konzentration der Ladungsträger: Ladungsträgerdichte (Anzahl der Ladungsträger je Volumeneinheit).

Korngrenze: Grenze zwischen Einkristallen, also z. B. Kristallversetzung mit → Gitterlücken, die sich in regelmäßigen Abständen auf einer Fläche wiederholen, also gewissermaßen eine Naht bilden. Aus dem Abstand der Gitterlücken läßt sich der Winkel bestimmen, um den die Elementarzellen gegeneinander versetzt sind (**Bild**).



Kovalente Bindung: Gegenseitige Bindung zweier benachbarter Atome derart, daß beide Atomrümpfe gemeinsam von je einem Valenzelektron dieser Atome umflogen werden (Valenzbindung, Elektronenpaarbindung, homöopolare Bindung).

Kristall: Fester Körper, dessen Atome oder Ionen gewissermaßen die Knotenpunkte eines regelmäßig aufgebauten räumlichen → Gitters bilden.

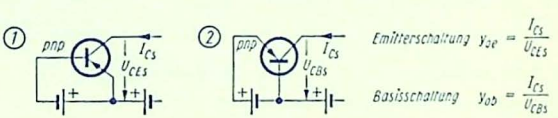
Kristallgitter: Innere Struktur eines Kristalls, vergleichbar mit einem regelmäßigen räumlichen Gitter, dessen Knotenpunkte durch die Atomrümpfe dargestellt werden.

Kühlfläche: Oberfläche, die hauptsächlich an der Wärmeabgabe beteiligt ist.

Kühlschelle: Um ein zylindrisches Transistorgehäuse gelegte Metallschelle mit Fahne zum Aufschrauben auf das Chassisblech mit dem Zweck, den Wärmeübergang vom Transistor auf dieses zu erleichtern.

kurzgeschlossener Eingang: → Eingang, kurzgeschlossen.

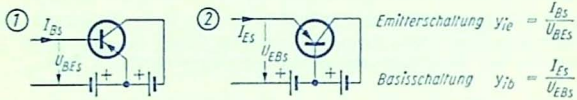
Kurzschluß-Ausgangsleitwert: (Komplexer) Ausgangsleitwert für bezüglich des Signals kurzgeschlossenen Eingang des Transistors und zwar für Emitterschaltung [**Bild 1**, Formelzeichen Y'_{22} und ν_{0e} sowie für Realteil allein ${}_kG'_i$ und ${}_kG_i$ (E)] bzw. für Basis-



schaltung [**Bild 2**, Formelzeichen Y_{22} und ν_{0b} sowie für Realteil allein ${}_kG_i$ und ${}_kG_i$ (B)]. Index s in den Bildern bedeutet hier „Signal".

Kurzschluß-Ausgangswiderstand: (Komplexer) Ausgangswiderstand für bezüglich des Signals kurzgeschlossenen Eingang, also Kehrwert des Kurzschluß-Ausgangsleitwertes.

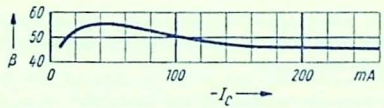
Kurzschluß-Eingangsleitwert: a) (Komplexer) Eingangsleitwert für bezüglich des Signals kurzgeschlossenen Ausgang der Transistorstufe, und zwar für Emitterschaltung (**Bild 1**, Formelzeichen Y'_{11}, y_{ie}) bzw. für Basisschaltung (**Bild 2**, Formelzeichen Y'_{11}, y_{ib}). b) Realteil dieses Leitwertes.



Kurzschluß-Eingangswiderstand: (Komplexer) Eingangswiderstand für bezüglich des Signals kurzgeschlossenen Ausgang und zwar für Emitterschaltung (Formelzeichen h'_{11}, H'_{11}, h_{ie}) bzw. für Basisschaltung (Formelzeichen h_{11}, H_{11}, h_{ib}). b) Kehrwert des Realteiles des Kurzschluß-Eingangsleitwertes [Formelzeichen für Emitterschaltung ${}_kR_e$ (E) bezw. für Basisschaltung ${}_kR_e$ (B)].

Kurzschluß-Reststrom (I_{Ck}): Über die Collectordiode fließender Sperrstrom als Folge einer der Sperr-Richtung gemäß gepolten bestimmten Gleichspannung, die zwischen Collector und dem Kurzschluß der Basis mit dem Emitter angeschlossen ist.

Kurzschluß-Stromverstärkung: Verhältnis des Ausgangsstromes zum Eingangsstrom einer Transistorstufe, wobei es sich, wenn nicht ausdrücklich auf Gleichstrom hingewiesen ist, um die Signalströme handelt. Der Zahlenwert der Kurzschluß-Stromverstärkung ist ausschlaggebend durch die Grundschaltung der Transistorstufe bestimmt: Für Emitterschaltung (Formelzeichen β oder $-h'_{21}$ oder $-h_{fe}$ oder α') etwa 20...150 (**Bild**), für Basisschaltung (Formelzeichen α oder $-h_{21}$ oder $-h_{fb}$) entsprechend 0,95 ..0,994.



Ladungsträger: Gemeinsamer Name für Teilchen, die eine positive oder negative elektrische Elementarladung tragen. Im allgemeinen versteht man hierunter allerdings nur die beweglichen Träger elektrischer Elementarladung, also Defektelektronen (Löcher) und Elektronen.

Ladungsträgerbeweglichkeit: Driftgeschwindigkeit der Ladungsträger in $\frac{cm}{s}$, verursacht durch eine Feldstärke von 1 $\frac{V}{cm}$. Daraus folgt die Dimension: $\frac{cm^2}{Vs}$ (→ Elektronenbeweglichkeit, → Löcherbeweglichkeit).

Ladungsträgerpaar: Aus dem Atomverband herausgelöstes Valenz-Elektron, das nun ein freies Elektron ist, mit der zugehörigen Elektronenfehlstelle, die durch das Herauslösen des Valenz-Elektrons entstanden ist.

Lagertemperaturbereich: Temperaturbereich, innerhalb dessen die Diode oder der Transistor gelagert werden dürfen. Temperaturen, die außerhalb dieses Bereiches liegen, schädigen bzw. zerstören die Diode bzw. den Transistor.

Lastwiderstand: Außenwiderstand, der die Ausgangsleistung aufnimmt.

Laufzeit: Im wesentlichen die Zeitspanne, die die in den Basisbereich injizierten Ladungsträger benötigen, um diesen Bereich zu passieren, also Zeit zwischen Austritt aus der Emittersperrschicht und Eintritt in die Collector-Sperrschicht.

Lawineneffekt: Bildung von Ladungsträgerpaaren durch Ladungsträgerstöße mit hoher Energie, wobei die Ladungsträgerzahl lawinenartig zunimmt.

Lawinentransistor: Halbleiterelement, das im Prinzip ebenso aufgebaut ist wie ein pnp- bzw. npn-Transistor und dessen mittlere Zone (die Basis) nicht angeschlossen wird. Damit läßt sich die Durchbruchspannung der Collectorsperrschicht etwa auf die Hälfte bis auf ein Drittel herabsetzen.

Lebensdauer: Zeit, innerhalb der die technischen Daten des Halbleiters sich so weit verschlechtern, daß das Bauelement seine Aufgaben nicht mehr hinreichend erfüllen kann.

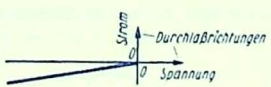
Lebensdauer von Ladungsträgern (τ): mittlere, in s angegebene Zeitspanne zwischen Erzeugung und Rekombination eines Ladungsträgers. Mit dem → Rekombinationskoeffizienten r und der Zahl der Elektronen bzw. Löcher je cm^3 (n bzw. p) gilt:

$$\tau_n = \frac{1}{r \cdot p} \quad \text{und} \quad \tau_p = \frac{1}{r \cdot n}$$

Die Lebensdauer der Ladungsträger einer Art ist also mit der Zahl der im Halbleitermaterial vorhandenen Ladungsträger der anderen Art verknüpft. Das bedeutet eine Abhängigkeit vom spezifischen Widerstand. Für Germanium rechnet man günstigenfalls mit 75 µs je Ωcm.

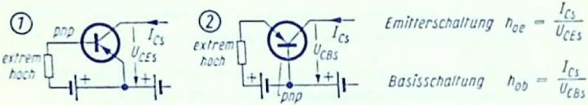
Leckleitwert: Kehrwert des → Leckwiderstandes (a).

Leckstrom: a) Strom, der durch eine Sperrschicht zusätzlich zu dem Sperrstrom fließt. Letzterer stellt innerhalb eines größeren Bereiches der in Sperrichtung angelegten Spannung den Sperr-Sättigungsstrom dar. Der Betrag des Leckstromes ist dem Betrag der in Sperrichtung wirkenden Spannung weitgehend proportional (**Bild**). b) Manchmal auch: Gesamtstrom, dargestellt durch die Summe aus dem Leckstrom und dem Sperrstrom.



Leckwiderstand: a) Differentieller Widerstand, der der idealen Sperrschicht parallel zu denken ist. b) Gleichstrom-Sperrwiderstand, also der Sperrichtung gemäß angelegte Spannung, geteilt durch den dadurch bewirkten Strom.

Leerlauf-Ausgangsleitwert: a) Komplexer Ausgangsleitwert für bezüglich des Signals offenen Eingang der Transistorstufe, und zwar für Emitterschaltung **Bild 1**, Formelzeichen h_{oe} oder h'_{22}) bzw. für Basisschaltung (**Bild 2**, Formelzeichen h_{ob} oder h_{22}). b) Realteil dieses Ausgangsleitwertes, Formelzeichen für Emitterschaltung ${}_lG'_i$ oder ${}_lG_i$ (E) und für Basisschaltung ${}_lG_i$ oder ${}_lG_i$ (B).



Leerlauf-Ausgangswiderstand: a) Kehrwert des → Leerlauf-Ausgangsleitwertes. b) Kehrwert des Realteiles des Ausgangsleitwertes ${}_lR'_i$ oder ${}_lR_i$ (E) bzw. ${}_lR_i$ oder ${}_lR_i$ (B)

Leerlauf-Eingangsleitwert: a) Komplexer Eingangsleitwert für bezüglich des Signals offenen Ausgang der Transistorstufe, und zwar entweder für Emitterschaltung oder für Basisschaltung oder für Collectorschaltung. b) Realteil dieses Leitwertes.

Leerlauf-Eingangswiderstand: a) Komplexer Eingangswiderstand für bezüglich des Signals offenen Ausgang der Transistorstufe. Kehrwert des Leerlauf-Eingangsleitwertes. b) Kehrwert des Realteiles des Eingangsleitwertes.

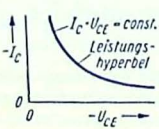
Leerlauf-Spannungsrückwirkung: Verhältnis der Eingangsspannung zur Ausgangsspannung für bezüglich des Signals offenen Eingang und zwar für Emitterschaltung (Formelzeichen h'_{12}, H'_{12}, D (E), D', h_{re}) bzw. für Basisschaltung (Formelzeichen h_{12}, H_{12}, D (B), D, h_{rb}).

Leerlauf-Spannungsverstärkung: Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung für bezüglich des Signals offenen Ausgang.

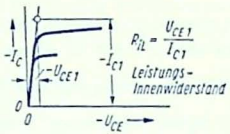
Leerstelle: Unbesetzter Gitterplatz in einem Kristallgitter, anderer Ausdruck für → Gitterfehlstelle.

Legierungstransistor: Transistor, dessen Emitter- und Collectorzone durch Anlegieren der Emitter- und Collectorelektrode an einen für die Basiszone ausgenutzten Halbleiterkörper erzielt werden.

Leistungs-Hyperbel: Linie gleicher Leistung im Collectorstrom-Collectorspannungs-Kennlinienfeld (Bild).



Leistungs-Innenwiderstand (R_{iL}, r_{0L}): Als Widerstand ausgedrücktes Maß für die Gerade, die etwa die Lage der → Restspannungen im Collectorstrom/Collectorspannungs-Kennlinienfeld angibt **(Bild)**.



Leistungsverstärkung (G): Verhältnis der an den Arbeitswiderstand abgegebenen Signal-Wirkleistung zu der hierzu an den Eingang der Transistorstufe gelieferten Signal-Wirkleistung (tatsächliche oder effektive Leistungsverstärkung).

Leitfähigkeit, elektrische, Formelzeichen χ: Verhältnis der Strömungsdichte (in A/cm^2) zum Spannungsgefälle (in V/cm). Demgemäß Leitwert eines Würfels von 1 cm Seitenlänge. Dimension also $(\Omega \cdot \text{cm})^{-1}$

Leitfähigkeitstyp: Je nach Überwiegen der negativen oder positiven Ladungsträger unterscheidet man 3 Typen: n-Leitfähigkeit (Überwiegen der negativen Ladungsträger), p-Leitfähigkeit (Überwiegen der positiven Ladungsträger) und Intrinsic- (oder Eigen-) oder i-Leitfähigkeit (p- und n-Ladungsträger mit gleichen Zahlen an der Leitfähigkeit beteiligt). Der Kompensationshalbleiter zeigt → Intrinsic-Leitfähigkeit (→ Kompensationsleitfähigkeit).

Leitungsband: Oberhalb des → Valenzbandes liegendes → Energieband im → Termschema des Halbleiters. Ihm sind freie Elektronen zugeordnet.

Leitungstyp: Leitfähigkeitstyp: n-, p-, s- oder i-Leitfähigkeit (siehe dort).

Loch: Anderer Ausdruck für → Defektelektron, also für eine zu einem beweglichen Ladungsträger gewordene Lücke im Valenzband eines Halbleiters.

Löcherbeweglichkeit (μ_p): Driftgeschwindigkeit der Defektelektronen (Löcher) in $\frac{\text{cm}}{\text{s}}$ für ein Spannungsgefälle von 1 $\frac{\text{V}}{\text{cm}}$. Dimension also $\frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$. Zahlenwert für Germanium ≈ 1800 $\frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$

Löcherdichte (p): Zahl der Löcher je Volumeneinheit (z. B. je cm^3).

Löcherleitfähigkeit (σ_p): Halbleiterleitfähigkeit, insoweit sie auf der Löcherbeweglichkeit beruht. Dimension $(\Omega \cdot \text{cm})^{-1}$ Gegeben durch

$$\sigma_p = \mu_p \cdot p \cdot q$$

μ_p	Löcherbeweglichkeit für Intrinsic-Germanium 1800 $\frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$
p	Löcherzahl je cm^3; für Intrinsic-Germanium $2{,}5 \cdot 10^{13}$ cm^{-3}
q	Elementarladung.

Für intrinsic-Germanium gilt

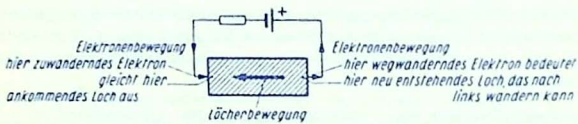
$$\sigma_{pi} = 1800 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{13} \cdot 1{,}59 \cdot 10^{-19} = \frac{1}{140}\,(\Omega \cdot \mathrm{cm})^{-1}$$

Für dotiertes Material mit beispielsweise den Dotierungsfaktoren $a_n = 40$ gehören wegen des → Massenwirkungsgesetzes $n \cdot p = {n_i}^2$ für $a_n = 40$ die Werte $n = 40\,n_i$ und $p = \frac{n_i}{40}$ Mit diesen Werten von n und p ergeben sich:

$$\sigma_n = \frac{40}{140}\,(\Omega \cdot \mathrm{cm})^{-1} = \frac{1}{3{,}5}\,(\Omega \cdot \mathrm{cm})^{-1}$$

$$\sigma_p = \frac{1}{140 \cdot 40}\,(\Omega \cdot \mathrm{cm})^{-1} = \frac{1}{5600}\,(\Omega \cdot \mathrm{cm})^{-1}$$

Löcherstrom: Stromanteil in einem Halbleiter, gegeben durch Drift oder Diffusion von Löchern (**Bild**). Der Wert des Löcherstromes ist im Falle der Eigenleitfähigkeit etwas kleiner als der des Elektronenstroms, weil die Löcherleitfähigkeit bei gleicher Ladungsträgerzahl je cm³ infolge der geringen Löcherbeweglichkeit kleiner ist.



Loschmidt-Zahl (N_L): Zahl der Atome je Gramm-Atom bzw. die Zahl der Moleküle je Mol. N_L ist für alle Stoffe gleich. Ein Gramm-Atom eines Stoffes ist sein Atomgewicht in Gramm. Zahlenwert: $N_L = 6 \cdot 10^{23}$.

Majoritätsträger: Die im dotierten Halbleitermaterial in der Überzahl vorhandenen Ladungsträger, also im n-Material die freien Elektronen und im p-Material die Löcher.

Majoritätsträgerdichte (p_p bzw. n_n): Auf 1 cm³ bezogene Zahl der Löcher in p-dotiertem Halbleiter bzw. Zahl der Elektronen in n-dotiertem Halbleiter. Der Index bezieht sich auf das Material.

Majoritätsträgerstrom: Elektronendrift in n-dotiertem Halbleiter bzw. Löcherdrift in p-dotiertem Halbleiter.

Mangelleitung (Defekt- oder p-Leitung): Von Defekt-Elektronen (Löchern) besorgte Leitung des elektrischen Stromes in Halbleitermaterial, zahlenmäßig gekennzeichnet durch die Löcherleitfähigkeit.

Massenwirkungsgesetz: Grundgesetz der Thermodynamik, das besagt: Bei chemischen Reaktionen (gleich welcher Art) sind im Gleichgewichtsfall die Produkte der Konzentrationen vor und nach der Reaktion einander gleich, abgesehen von einem als Faktor auftretenden Beiwert, der von Temperatur und Druck abhängt. Dieser Beiwert ist von Stoff

zu Stoff verschieden. Er läßt sich quantenstatistisch deuten. Auf Halbleiter angewendet bedeutet es: Das Produkt aus Elektronen- und Löcherkonzentration $(n \cdot p)$ ist im Gleichgewichtsfall konstant. Der Gleichgewichtsfall liegt vor, wenn → Paarerzeugung und → Rekombination zahlenmäßig übereinstimmen. Die Zahl der Rekombinationen je Zeit- und Volumeneinheit ist $r \cdot n \cdot p$ mit $r =$ → Rekombinationskoëffizient, die Zahl der Paarerzeugungen sei g. Sie ist konzentrationsunabhängig. Im Gleichgewichtsfall gilt $g = r \cdot n \cdot p$ oder $n \cdot p = \frac{g}{r} = n_i^2$. Darin ist n_i die Konzentration, die weder von n noch von p unterschritten werden kann, ohne daß im Gleichgewichtsfall jeweils die andere Konzentration p bzw. n diese Konzentration überschreitet. Beim → Eigenhalbleiter gilt wegen der Neutralitätsbedingung $n = p = n_i$. Demgemäß nennt man n_i auch → Intrinsiczahl.

Mesatransistor: Hochfrequenz-Germanium-Transistor, dessen Halbleiterkörper den Collector darstellt, in den Emitter und Basis nebeneinander eindiffundiert sind.

Meltback-Transistor: Transistor, dessen Basiszone durch nochmaliges einseitiges Schmelzen des den Transistor bildenden Halbleiterstückes zustande gebracht wird.

Minoritätsträger: Die im dotierten Halbleitermaterial in der Minderheit vorhandenen beweglichen Ladungsträger, also im n-Material die Defektelektronen (Löcher) und im p-Material die freien Elektronen, wobei sich der Index des jeweiligen Formelzeichens, z. B. → Minoritätsträgerdichte auf den Charakter des Materials bezieht.

Minoritätsträgerdichte (p_n bzw. n_p): Auf 1 cm^3 bezogene Zahl der Löcher in n-dotiertem Halbleiter bzw. Zahl der Elektronen in p-dotiertem Halbleiter.

Minoritätsträgerstrom: Elektronendrift in p-dotiertem Halbleiter bzw. Löcherdrift in n-dotiertem Halbleiter. Man bezeichnet den eine Sperrschicht passierenden Strom als Minoritätsträgerstrom, wenn er vor seinem Eintritt in die Sperrschicht einen solchen darstellt.

Monokristall: → Einkristall.

n-Germanium: Germanium, in dem die freien Elektronen die Majoritätsträger sind.

ni-Übergang: Übergang zwischen n-Zone und i-Zone eines Halbleiterstückes.

n-leitendes Material: Halbleitermaterial, in dem die Elektronenleitfähigkeit die Löcherleitfähigkeit (weit) überdeckt (mit → Donatoren → dotiertes Halbleitermaterial) **(Bild).**

n-Leitfähigkeit: → Elektronenleitfähigkeit.

npn-Transistor: Transistor mit Emitter- sowie Collector-Zone aus n-Material und Basiszone aus p-Material. Betriebsmäßig Collector und Basis positiv gegen Emitter.

Nullpunktwiderstand (r_0): Differentieller Widerstand eines Ventils oder einer Sperrschicht für fehlenden Gleichstrom und fehlende Gleichspannung.

Oberflächentemperatur ($t_{gehäuse}$): Temperatur an der Gehäuseoberfläche im Dauerzustand (also im Falle des thermischen Gleichgewichts). Entweder gilt der Durchschnittswert oder der örtliche Höchstwert dieser Temperatur.

Oberflächenzustände: Gegen das Innere eines Halbleiters geändertes Energieniveau durch nicht abgesättigte Valenzbindungen an der Grenze zwischen Kristall und Umgebung sowie durch dortiges Anlagern von Fremdatomen bzw. Fremdmolekülen.

offener Eingang: → Eingang, offen.

Paarbildung: Synonym für → Paar-Erzeugung.

Paar-Erzeugung: Erzeugung eines Ladungsträgerpaares, gebildet aus einem freien Elektron und einem Loch, durch Aufbrechen einer Valenzbindung eines Halbleiteratoms. Die Zahl der Paar-Erzeugungen je Zeit- und Raumeinheit hat das Formelzeichen g. Die Paar-Erzeugung kann z. B. thermische Ursachen haben bzw. durch Strahlungsenergie oder Stoßionisation bewirkt werden.

Periodisches System: Die Tabelle zeigt den für Halbleiter-Bauelemente interessierenden Ausschnitt aus dem periodischen System der chemischen Elemente.

Gruppe:	IIIa	IIIb	IVa	IVb	Va	Vb	Elektronen-
Valenz-Elektronen	3	3	4	4	5	5	Schalen
Element Symbol Ordnungszahl		Aluminium 13 Al		Silizium 14 Si		Phosphor 15 P	3 K L M
Element Symbol Ordnungszahl	Skandium 21 Sc				Vanadium 23 V		4 K L M N
Element Symbol Ordnungszahl		Gallium 31 Ga		Germanium 32 Ge		Arsen 33 As	4 K L M N
Element Symbol Ordnungszahl	Yttrium 39 Y		Zirkonium 40 Zr		Niob 41 Nb		5 K L M N O
Element Symbol Ordnungszahl		Indium 49 In		Zinn 50 Sn		Antimon 51 Sb	5 K L M N O

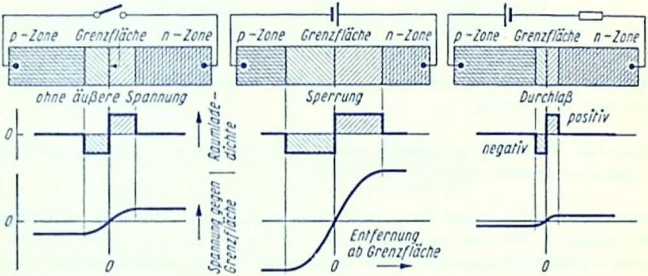
p-Germanium: Mit Akzeptoren dotiertes Germanium, also Germanium, in dem die Löcher die Majoritätsträger sind.

p-leitendes Material: Halbleitermaterial, in dem die Löcherleitfähigkeit die Elektronenleitfähigkeit (weit) überdeckt (mit → Akzeptoren → dotiertes Halbleitermaterial) (**Bild**).

p-Leitfähigkeit: → Löcher-Leitfähigkeit.

pnp-Transistor: Transistor mit Emitter- sowie Collectorzone aus p-Material und Basiszone aus n-Material. Betriebsmäßig Collector und Basis negativ gegen Emitter.

pn-Übergang: Übergang von p- zu n-leitendem Material (Grenzzone zwischen p- und n-leitendem Material) in ein- und demselben Halbleitergitter. Zu beiden Seiten des pn-Überganges bildet sich durch Ausgleich der Ladungsträger (Diffusion) auch ohne äußere Spannung eine → Raumladung und demzufolge eine Potentialschwelle aus **(Bilder)**. Ein pn-Übergang hat Ventil-Eigenschaften. Dort entsteht eine → „Sperrschicht".



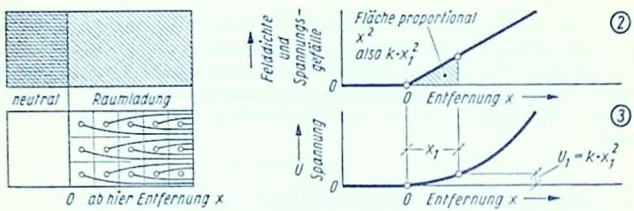
Poisson-Gleichung: Differentialgleichung, die den Zusammenhang zwischen Raumladungsdichte ϱ und zweiter Ableitung der Spannung U nach der Entfernung x beschreibt. Die Beziehung lautet:

$$\frac{d^2 U}{d x^2} = -\frac{\varrho}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0}$$

(ε_0 = absolute Dielektrizitätskonstante = $8{,}86 \cdot 10^{-14}$ As/Vcm, ε = Elektrisierungszahl, also relative Dielektrizitätskonstante, Entfernung x, meistens gemessen von der Mittelfläche eines pn-Überganges).

Das **Bild 1** veranschaulicht: In einem Raum, in dem eine homogene Raumladedichte herrscht, ist längs der Feldrichtung keine konstante Felddichte möglich. Oben ist ein Ausschnitt aus der p-Zone mit Raumladeschicht dargestellt. Die kleinen Kreise im unteren Teil des Bildes deuten die Ladungen je Volumeneinheit an. Die von den kleinen Kreisen ausgehenden Linien sind die zu den Einzelladungen gehörenden Feldlinien. Die Dichte der Linien veranschaulicht die Felddichte. Diese nimmt somit von links nach rechts linear zu. **Bild 2** zeigt, daß bei konstanter Dielektrizitätszahl zu einer proportional der Entfernung anwachsenden Felddichte ein ebenso anwachsendes Spannungsgefälle gehört. Für ein über eine Entfernung konstantes Spannungsgefälle würde die Spannung (als

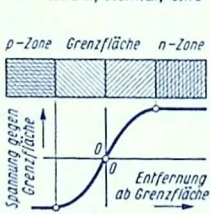
Produkt aus Spannungsgefälle und Entfernung) proportional der Entfernung ansteigen. Ist aber, wie hier, das Spannungsgefälle selbst schon proportional der Entfernung, so steigt die Spannung proportional dem Quadrat der Entfernung an (**Bild 3**).



Polykristall: Kristall mit zueinander verschieden orientierten Elementarzellen oder Elementarzellengruppen.

Potential: Für die hier in Frage kommenden Zusammenhänge: elektrische Spannung gegen einen allgemein geltenden Bezugspunkt.

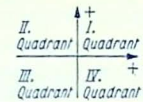
Potentialschwelle: Infolge der Raumladungen an einem pn-Übergang auftretende Spannungsstufe allein oder diese Spannungsstufe zusammen mit einer an den pn-Übergang angelegten Spannung. Der Verlauf der Spannung läßt sich ausdrücken als Lösung der → Poissongleichung für die zugehörigen Randbedingungen. Diese Potentialdifferenz (= elektrische Spannung) entsteht z. B. an einem → pn-Übergang, d. h. im Innern eines Halbleiters mit p- und n-Bereich. Der Germaniumkristall kann dabei an beiden Enden geerdet sein, bzw. die beiden Enden können gegeneinander kurzgeschlossen sein. Eine ähnliche Erscheinung ist z. B. das Kontaktpotential, eine Oberflächen-Potentialschwelle,



die zwischen zwei Metallen mit verschiedenen Austrittsarbeiten für die Elektronen entsteht. Das **Bild** zeigt die Potentialschwelle eines pn-Überganges. Es entspricht dem zur → Raumladezone gehörenden Bild.

Punktkontakt: Druckkontakt zwischen einem Halbleiterkristall und einer Metallspitze.

Quadrant: Viertel der Ebene, die durch die Achsen eines rechtwinkligen Koordinatensystems aufgeteilt wird (**Bild**).



Randschicht: Raumladeschicht z. B. in einem an ein Metall angrenzenden Halbleiter bei elektrischem Kontakt zwischen Metall und Halbleiter. Je nachdem, ob die Ladungsträgerdichte vom Halbleiter zum Metall hin zu- oder abnimmt, handelt es sich um eine → Anreicherungsschicht oder um eine → Verarmungsschicht.

Raumladedichte (ϱ): Dichte der → Raumladung, d. h. Raumladung bezogen auf die Raumeinheit. Als Maß läßt sich hierfür As/cm^3 verwenden. Mit:

q Elementarladung

p Löcherzahl je cm^3

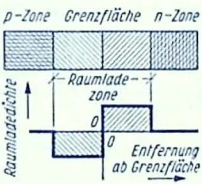
n Elektronenzahl je cm^3

n_{D+} Zahl der positiv ionisierten Donatoratome je cm^3

n_{A-} Zahl der negativ ionisierten Akzeptoratome je cm^3, gilt

$$\varrho = q\,(p + n_{D+} - n - n_{A-})$$

Raumladezone (Sperrschicht): Gebiet eines pn-Überganges, in dem Raumladungen auftreten (auch Raumladungszone genannt). Das **Bild** zeigt die Raumladezone eines pn-Überganges mit den beiden Raumladungen (passend zu dem Bild → Potentialschwelle).



Raumladung: Elektrische Ladung eines Raumes z. B. im Innern eines Halbleiters infolge Überschuß an Ladungsträgern eines Ladungsvorzeichens (bewegliche oder feste, z. B. auch Ionen).

Rauschabstand: Verhältnis der Signalleistung zur Rauschleistung. Die eingangsseitige Rauschleistung ergibt sich aus der Temperatur des Generator-Innenwiderstandes. Hierfür wird üblicherweise mit 300 °K gerechnet.

Rauschfaktor (F): Verhältnis des Rauschabstandes auf der Eingangsseite zum Rauschabstand auf der Ausgangsseite der Stufe.

Rauschmaß: In Dezibel ausgedrückter Rauschfaktor, also das Zehnfache des Briggsschen Logarithmus des Rauschfaktors.

Rauschzahl (F): Andere Bezeichnung für Rauschfaktor.

Reinheitsgrad: Verhältnis der Zahl der Halbleiteratome zur Zahl der → Störatome. Der für das Ausgangsmaterial von Germaniumtransistoren benötigte Reinheitsgrad ist sehr hoch (z. B. $10^{10}:1$, was dem Verhältnis von 300 Jahren zu einer Sekunde entspricht). Eine noch höhere Reinheit kann bei Zimmertemperatur nicht ausgenutzt werden. Hierbei stammen je cm^3 etwa $2{,}5 \cdot 10^{13}$ freie Elektronen und ebenso viele Löcher aus aufgebrochenen Valenzbindungen. Germanium hat $4{,}4 \cdot 10^{22}$ Atome je cm^3. Damit ergibt sich für Intrinsic-Germanium (Germanium mit Eigenleitfähigkeit) ein Verhältnis der Zahl der Atome zur Zahl der freien Ladungsträger von $(4{,}4 \cdot 10^{22}) : (2 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{13}) \approx 10^9 : 1$.

Rekombination: Wiedervereinigung von Elektronen und Defektelektronen. Sie tritt auf, wenn ein Elektron infolge seiner Wärmebewegung einem Defektelektron begegnet. Sie ist der Zahl der vorhandenen Elektronen und Löcher proportional. Rekombination findet bevorzugt an Oberflächen (Oberflächenrekombination) und an → Rekombinationszentren (Volumen-Rekombination) statt.

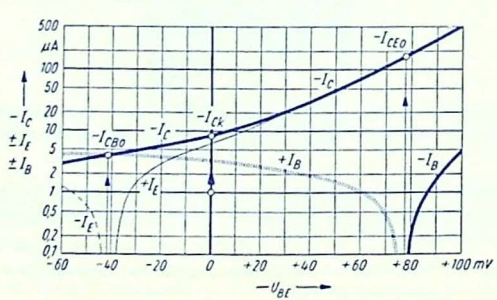
Rekombinationskoëffizient (r): Faktor, der, multipliziert mit der Konzentration der rekombinierenden Löcher und Elektronen, die Zahl der Rekombinationen je Zeit- und Volumeneinheit angibt. Er ist an der Oberfläche sowie in Halbleitern mit vielen Rekombinationszentren besonders groß.

Rekombinationsrate: Zahl der Rekombinationen je Zeit- und Volumeneinheit.

Rekombinationsstrom: Strom, der daraus folgt, daß die Ladungsträger einer Art, die mit den Ladungsträgern der anderen Art rekombinieren, zugeführt werden.

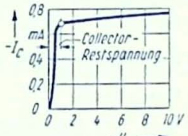
Rekombinationszentrum: Stelle im Innern eines Halbleiters, an der Rekombination bevorzugt stattfindet, z. B. Kristallversetzungen, Gitterfehlstellen und Korngrenzen.

Reststrom: Collector-Reststrom = Sperrstrom in Basisschaltung bei offenem Emitteranschluß (Formelzeichen I_{CB0}) oder Collector-Emitter-Reststrom = Collectorsperrstrom



in Emitterschaltung bei offenem Basisanschluß (Formelzeichen I_{CE0}) oder Emitter-Reststrom = Emitter-Sperrstrom bei offenem Collectoranschluß (Formelzeichen I_{E0} I_{EC0}) oder Kurzschluß-Reststrom = Collector-Sperrstrom in Basisschaltung bei Kurzschluß Emitter gegen Basis (Formelzeichen I_{Ck}). Das **Bild** gibt einen Überblick über die Restströme I_{CB0}, I_{Ck} und I_{CE0}.

Restspannung ($U_{CE\,rest}$): Kurzbezeichnung für → Collector-Restspannung und damit auch für Kniespannung (**Bild**).



Restwiderstand (R_{iL}, r_{oL}): Andere Bezeichnung für → Leistungs-Innenwiderstand.

Rücksteilheit (v_{re}, v_{rb}): Andere Bezeichnung für Übertragungsleitwert rückwärts, also Verhältnis des über den kurzgeschlossenen Eingang fließenden Stromes zur an den Ausgang angelegten Spannung. Auch → Rückwirkungsleitwert genannt (→ Ersatzschaltung für Transistor).

Rückstrom: Kurzbezeichnung für → Elektronen-Rückstrom.

Rückwirkungskapazität: Kapazität, die durch die Änderungen der Raumladungen in der Collectorsperrschicht bedingt ist (Formelzeichen c_{CB}, $C_{Rü}$, c_c, c_r).

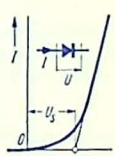
Rückwirkungsleitwert: Verhältnis des im kurzgeschlossenen Eingang fließenden Stromes zu der an den Ausgang angelegten Spannung, also Kurzbezeichnung für Kurzschluß-Rückwirkungsleitwert, und zwar für Emitterschaltung (Formelzeichen Y'_{12}, $G_L\,(E)$, G'_L v_{re}) bzw. für Basisschaltung (Formelzeichen Y_{12}, $G_L\,(B)$, G_L, v_{rb}).

Schaltungsarten: → Grundschaltungen.

Schaltzeichen: Die **Bilder** zeigen die Schaltzeichen für pnp- und npn-Transistoren.

Meistens wird das Schaltzeichen in einen Kreis gesetzt, der das Gehäuse andeutet und das Schaltzeichen hervorhebt.

Schleusenspannung (U_s): Spannung, bei der der exponentielle Anstieg des Durchlaßstromes abhängig von der Spannung, die in Durchlaßrichtung angelegt ist, in einen linearen Anstieg übergeht. Da die Übergangsstelle nicht genau festzulegen ist, verlängert man den linearen Verlauf bis zum Schnittpunkt mit der Spannungsachse geradlinig. Als Schleusenspannung gilt die Spannung, die zu diesem Schnittpunkt gehört (**Bild**).



Schwinggrenze: Frequenz, für die die Leistungsverstärkung bei beidseitiger Anpassung den Wert 1 annimmt.

Schwing-Grenzfrequenz: → Schwinggrenze.

Segretationskonstante (s): Verhältnis der Fremdatomdichte im festen Halbleiter zu der Fremdatomdichte in der Schmelze (im Dauerzustand, d. h. bei äußerst geringer Fortschreitgeschwindigkeit der Änderung des Aggregatzustandes längs des Halbleiterstückes). Es gilt für den Einbau in Germanium für Indium $s \approx 10^{-3}$, für Antimon $s \approx 3 \cdot 10^{-3}$, für Zinn $s \approx 10^{-2}$, für Bor $s > 1$.

Signal-Grundschaltungen: → Grundschaltungen (für Signal).

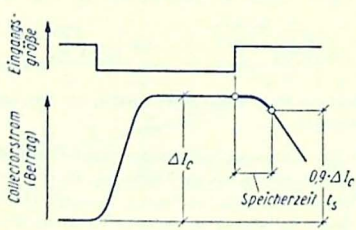
Signal/Rausch-Verhältnis: → Rauschabstand.

s-Leitfähigkeit: Leitfähigkeit in einer nur schwach dotierten Halbleiterzone, wenn diese Zone an eine weit stärker dotierte Halbleiterzone angrenzt. Gegebenenfalls unterscheidet man s_n- (schwache n-) und s_p- (schwache p-) Leitfähigkeit. Die s-Leitfähigkeit wird z. B. in einem Sperrschichtventil höherer Leistung für eine Zwischenzone ausgenutzt.

Spannungs-Rückwirkung: Verhältnis der sich ergebenden Eingangs-Signalspannung zur angelegten Ausgangs-Signalspannung für bezüglich des Signals offenen Eingang, und zwar für Emitterschaltung (Formelzeichen h'_{12}, H'_{12}, $D\,(E)$, D', h_{re}) bzw. für Basisschaltung (Formelzeichen h_{12}, H_{12}, $D\,(B)$, D, h_{rb}), genauere Bezeichnung: Leerlauf-Spannungsrückwirkung.

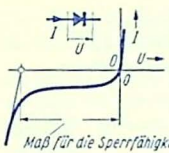
Spannungsverstärkung (V, V_s): Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung (Spannungsverstärkung vorwärts) bzw. selten: Verhältnis der Eingangsspannung zur Ausgangsspannung bei Steuerung am Ausgang (Spannungsverstärkung rückwärts).

Speicherzeit (t_s) für den Collectorstrom: Zeit, die der Collectorstromwert bei entsprechender sprunghafter Änderung der Eingangsgröße benötigt, um das erste Zehntel des Rückganges zu durchlaufen (**Bild**).



Sperrfähigkeit: Fähigkeit eines Ventils, in der Sperrichtung zu sperren. Als Maß für die Sperrfähigkeit gilt die höchste Spannung, die gesperrt werden kann, also die Spannung,

bei deren Überschreiten der Sperrstrombetrag steil anzusteigen beginnt. Dem Bild gemäß gewinnt man den Betrag dieser Spannung, indem man den linearen Teil des für Sperrichtung geltenden Kennlinienastes bis zum Schnittpunkt mit der Spannungsachse geradlinig verlängert.



Sperrichtung: Für Ventil- bzw. Sperrschicht die Stromrichtung, für die sich der größere der beiden Widerstände ergibt.

Sperrsättigungsstrom (I_s): In Sperrichtung fließender Sättigungsstrom. Dieser Strom hat für einen großeren Sperrspannungsbereich im Idealfall einen von der in Sperrichtung angelegten Spannung unabhängigen Wert. Der Sperrsättigungsstrom fließt für eine pn-Germanium-Sperrschicht für Spannungen ab etwa 0,1 V.

Sperrschicht: Schicht mit elektrischer Ventilwirkung, und zwar Raumladezone eines pn-Überganges. Schließt man den n-Bereich an den Pluspol und den p-Bereich an den Minuspol einer Batterie an, so werden dadurch die Löcher aus der Grenzschicht in den p-Bereich und die Elektronen aus der Grenzschicht in den n-Bereich zurückgedrängt. Die Grenzschicht verarmt an Ladungsträgern, was den Strom durch diese Schicht (für die → Majoritätsträger) verhindert. Wären im n-Bereich nur Elektronen und im p-Bereich nur Löcher als Ladungsträger vorhanden, so wäre für diese Polung kein Strom möglich. Doch gibt es in beiden Bereichen → Minoritätsträger, deren Bewegung einen „Sperrstrom" darstellt. In umgekehrter Polung (+ an p-Bereich, — an n-Bereich) werden die Majoritätsträger, also die Löcher im p-Bereich sowie die Elektronen im n-Bereich, nach der Grenzschicht getrieben, womit über die Grenzschicht ein Ausgleich stattfindet. Für diese Polung ergibt sich somit ein nur geringer Durchlaßwiderstand.

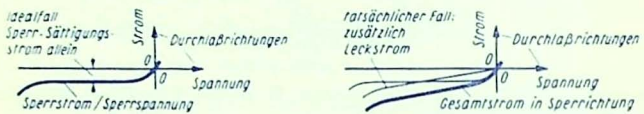
Sperrschicht-Kapazität (c_j): Kapazität zwischen den beiden an die Sperrschicht eines pn-Überganges angrenzenden Bereichen. Da die Sperrschichtbreite (-Dicke) mit wachsender Spannungs-Stufe zwischen den zwei Bereichen wächst, sinkt die Sperrschichtkapazität mit Zunahme dieser Spannung ab.

Sperrschicht-Temperatur (t_j): Temperatur, die die Sperrschicht im Betrieb aufweist. Höchstzulässiger Wert für Sperrschichten in Germanium 75 °C, Formelzeichen t_j, t_{sp}, T_j, üblicherweise handelt es sich in Transistoren um die Collector-Sperrschicht, da deren Eigenerwärmung eine Rolle spielt.

Sperrspannung (— U_d): Der Sperrichtung gemäß gepolt angelegte Gleichspannung. Meistens angegeben für einen bestimmten Wert des zugehörigen, in Sperr-Richtung flie-

ßenden Stromes. Man unterscheidet als höchstzulässige Werte der Sperrspannung den Gleichspannungswert, den Effektivwert für Sperrichtung, den Spitzenwert bei periodischer Wiederkehr, den Stoßwert (die Stoßspannung), die Durchbruchspannung bzw. Grenzspannung sowie gegebenenfalls die Zenerspannung.

Sperrstrom ($-I_d$): Ein die Sperrschicht in Sperrichtung durchfließender Strom und zwar entweder a) nur der von den Minoritätsträgern besorgte Strom oder b) die Summe aus diesem Strom und dem → Leckstrom (Bild).



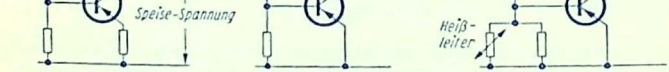
Sperrverhältnis: Verhältnis → Sperrwiderstand zu → Durchlaßwiderstand.

Sperrwiderstand (r_{sperr}): Verhältnis der der Sperrichtung gemäß gepolten Gleichspannung zu dem damit durch ein Ventil bzw. eine Sperrschicht getriebenen Gleichstrom.

Spitzenspannung ($-U_{dsp}$): Spitzenwert einer der Sperrichtung gemäß gepolt periodisch auftretenden Spannung.

Spitzenstrom (I_{dsp}): Spitzenwert eines periodisch in Durchlaßrichtung durch ein Ventil bzw. durch eine Sperrschicht fließenden Stromes.

Stabilisieren des Collector-Ruhestromes: Vermindern bzw. Beseitigen des Einflusses der Umgebungstemperatur bzw. der Collector-Sperrschichttemperatur und der Exemplarstreuungen auf den Collector-Ruhestrom. Man stabilisiert über die Basisvorspannung, indem man diese so temperaturabhängig macht, daß dadurch der Collectorstrom, der mit wachsender Temperatur ansteigen würde, gleichgehalten wird. Für A-Verstärkung legt man den zum Abgriff der Basis-Gleichspannung dienenden Spannungsteiler entweder an die Collector-Speisespannung (**Bild 1**), oder an die Collectorspan-



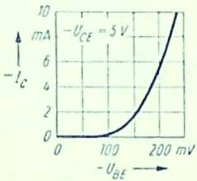
nung (**Bild 2**), wobei man im ersten Fall stets und im zweiten Fall oft einen Emitterwiderstand (Bild 1) einfügt. Für B-Verstärkung verwendet man in dem an der Collector-Speisespannung liegenden Spannungsteiler für den an ihm abgegriffenen Abschnitt die Parallelschaltung eines Heißleiters mit einem ohmschen Widerstand (**Bild 3**).

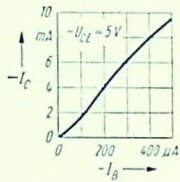
Steilheit: Kurzbezeichnung für Steilheit bei kurzgeschlossenem Ausgang oder, was dasselbe bedeutet, für Übertragungsleitwert vorwärts, also Verhältnis des Signalstromes im kurzgeschlossenen Ausgang zu der Signal-Eingangsspannung. Formelzeichen für Emitterschaltung Y'_{21}, S (E), S', ν_{fe}, bzw. für Basisschaltung Y_{21}, S (B), S, ν_{fb}.

Steilheitsgrenzfrequenz: Signalfrequenz, bei der die Steilheit auf das 0,707fache des für tiefe Frequenzen geltenden Betrages abgesunken ist.

Steilheitsphase (φ_s): Phasenverschiebung zwischen Kurzschluß-Ausgangs-Signalstrom und steuernde Eingangs-Signalspannung (frequenzabhängig). Beispiel: $\varphi_s = -90°$ bedeutet, Ausgangs-Signalstrom eilt Eingangs-Signalspannung um 90° nach.

Steuerkennlinie: Kennlinie, die zeigt, wie eine Ausgangsgröße (z. B. der Ausgangsstrom) von einer Eingangsgröße (Eingangsstrom oder Eingangsspannung) abhängt. Z. B. für Emitterschaltung: Collectorstrom/Basisspannungs- oder Collectorstrom/Basisstrom-Kennlinie für jeweils konstante Collector-Emitterspannung (Bilder).





Störatom: Fremdatom, dessen Vorhandensein im Halbleitermaterial dessen Eigenschaften ungünstig beeinflussen würde.

Störstelle: Stelle im Kristall, an der der regelmäßige Gitteraufbau der Halbleiteratome gestört ist. Störstellen sind z. B. unbesetzte oder mit Fremdatomen besetzte Gitterfehlstellen, also auch Donatoren und Akzeptoren.

Störstellenabstand: Mittlerer Abstand zwischen zwei → Störatomen oder Störstellen im Kristall. Für Intrinsic-Germanium z. B., dessen Reinheitsgrad $1{,}3 \cdot 10^9$ übersteigt (also auf $1{,}8 \cdot 10^9$ Germaniumatome höchstens ein Störatom), ist der mittlere Störstellenabstand größer als $\sqrt[3]{1{,}8 \cdot 10^9} = 1{,}2 \cdot 10^3$ Germanium-Atomabstände.

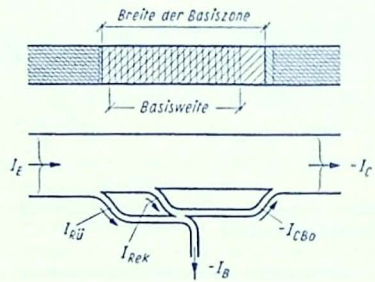
Störstellenleitung: a) Stromleitung von Störstellen unter sich. b) Stromleitung im Halbleiter auf Grund freier Elektronen, die von Donatoren herrühren, oder auf Grund von Löchern, die durch Akzeptoren bedingt sind, also Stromleitung, die auf dem Vorhandensein von → Störstellen im Halbleiter beruht.

Stoßionisation: Bildung von Ladungsträgerpaaren durch Ladungsträgerstöße mit hoher Energie.

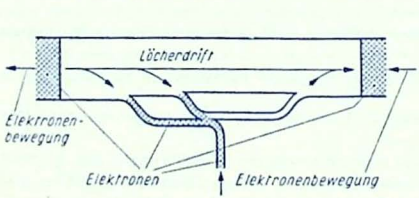
Stoßspannung (U_{stoss}): Einzeln auftretender Sperrspannungsimpuls. Zur Angabe des höchstzulässigen Wertes der Stoßspannung gehört die Höchstdauer des Impulses und die Mindestdauer der nachfolgenden Pause. Bei mehrfachem Auftreten von Stoßspannungen, die nicht erheblich unter dem höchstzulässigen Wert liegen, muß mit Veränderung der Kennwerte gerechnet werden.

Stoßstrom (I_{stoss}): Einzeln auftretender Stromimpuls in Durchlaßrichtung. Zur Angabe des höchstzulässigen Wertes des Stoßstromes gehört die Höchstdauer des Impulses und die Mindestdauer der nachfolgenden Pause. Bei mehrfachem Auftreten von Stoßströmen, die nicht erheblich unter dem höchstzulässigen Wert liegen, muß mit Veränderungen der Kennwerte gerechnet werden.

Strombilanz des Transistors: In den Anschlußleitungen fließen Emitter-, Basis- und Collectorstrom. Vom Emitterstrom I_E zweigt in der Emitterzone der Strom ab, der die Löcher zur Rekombination mit dem → Elektronen-Rückstrom $I_{R\ddot{u}}$ liefert. Außerdem



Pfeilrichtung entspricht der Löcherdrift und damit der konventionellen Stromrichtung

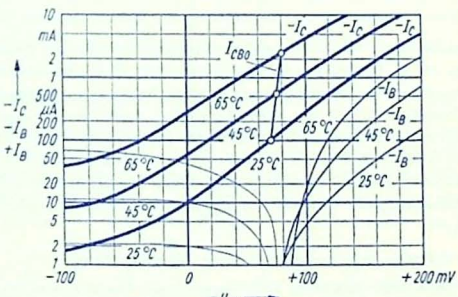


zweigt von ihm in dem Basisbereich des Strom I_{Rek} ab, der zu der Rekombination der Löcher mit Elektronen in diesem Bereich gehört. Zu dem nun noch restlichen Emitterstrom kommt der → Collector-Basis-Reststrom I_{CBo} hinzu (**Bilder**).

Stromverstärkungsfaktor: a) Für Signalstrom: Verhältnis des Signalstromes im kurzgeschlossenen Ausgang zum Signalstrom im Eingang (→ Kurzschluß-Stromverstärkung). h_{fb} oder h_{21} oder α für Basisschaltung ≈ 1, h_{fe} oder h'_{21} oder β oder α' für Emitterschaltung $\approx 18 \ldots 100$. b) für Gleichstrom: Ausgangsgleichstrom für konstanten Wert der am Ausgang liegenden Speisespannung zum Eingangsgleichstrom. A für Basisschaltung $\approx \alpha$, B für Emitterschaltung $\approx \beta$.

Symmetrischer pn-Übergang: pn-Übergang mit gleichen Majoritäts- und Minoritäts-Trägerdichten auf beiden Seiten der Grenzzone **(Bilder)**. Voraussetzung dafür ist, daß die Akzeptorendichte im p-Bereich ebenso groß ist wie die Donatorendichte im n-Bereich.

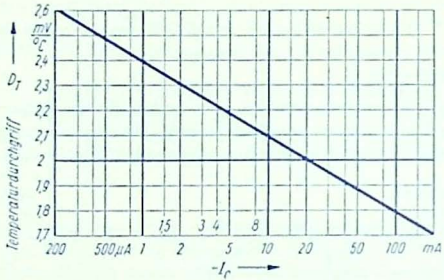
Temperaturabhängigkeit: Zusammenhang zwischen Kennwerten und Temperatur. Die Leitfähigkeit des Halbleitermaterials steigt mit der Temperatur. Die Transistorströme nehmen also mit wachsender Temperatur zu **(Bild)**.



Temperaturbereich: Sperrschicht- oder Umgebungstemperaturbereich für den Betrieb entweder zulässig oder ausgenutzt bzw. Temperaturbereich, der für die Lagerung einzuhalten ist (→ Lagertemperaturbereich).

Temperaturdurchgriff (D_T): Betrag, um den der Betrag der Basisvorspannung je Celsiusgrad oder Kelvingrad Umgebungstemperatur-Erhöhung zum Konstanthalten des Collectorgleichstromes gesenkt werden müßte. Der Temperaturdurchgriff kann für einen gegebenen Collectorstromwert als konstant angesehen werden, falls der Collector-Basis-Reststrom (Collector-Sperrstrom in Basisschaltung bei offenem Emitteranschluß) nicht

mehr als das 0,2fache des Collectorstromes beträgt. Der Temperaturdurchgriff sinkt mit zunehmendem Collectorstrom (Bild).



Temperaturspannung, Formelzeichen U_T: Spannung, die sich ergibt, wenn man die → Wärmeenergie, die ein Teilchen infolge seiner Wärmebewegung aufweist, durch die Elementarladung teilt, also gewissermaßen ein Maß für diese Wärmeenergie. Formel:

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q} \quad \text{mit } k \rightarrow \text{Boltzmannkonstante,}$$

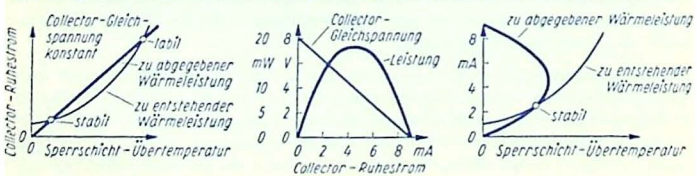
T absolute Temperatur, q elektrische Elementarladung.

Term: Mögliche Energiestufe im → Termschema für Elektronen eines Atoms.

Termschema: Schema, das die möglichen Energiewerte für die Elektronen eines Atoms festlegt, also für Einzelatome diskrete Energiewerte (Energiestufen) und für Atomverbände Energiebereiche. Meist dient hierzu eine graphische Darstellung, in der für eine homogene, ungestörte Kristallstelle jede Energiestufe durch eine waagerechte Linie bzw. jeder Energie-Bereich (jedes → Energieband) durch einen waagerechten Streifen ausgedrückt ist und die Höhenlage der Linie dem Energiewert entspricht. Die waagerechte Koordinate drückt dabei eine Entfernung (z. B. gemessen von der Mitte einer Sperrschicht) aus. In der Übergangszone verlaufen die die Energiebereiche darstellenden Streifen nicht waagerecht.

Thermische Energie: Anderer Ausdruck für → Wärmeenergie.

Thermische Stabilität: Ausbleiben eines gegenseitigen Hochtreibens von Temperatur und Collectorstrom, wodurch der Transistor zerstört würde. Bei konstanter Collectorspannung kann es mit höheren Werten des Collectorstromes zur Instabilität kommen



(linkes Bild). Liegt im Collectorstromkreis ein größerer Gleichstromwiderstand, so sinkt die Collector-Gleichspannung und damit auch die Verlustleistung bei höheren Collectorströmen ab (mittleres Bild), wodurch die thermische Stabilität gewahrt bleibt (rechtes Bild). Diese Stabilisierung ergibt sich mit Sicherheit, wenn man in dem Collectorkreis einen auch für Gleichstrom wirksamen Arbeitswiderstand von solchem Wert legt, daß auf ihn bei tiefster Betriebstemperatur wenigstens die halbe Speisespannung entfällt. Hierbei geht mit dem bei Temperaturzunahme wachsenden Collectorstrom die Collectorspannung hinreichend stark zurück.

Thermischer Widerstand (R_{therm}): Verhältnis der Übertemperatur (allgemein der Temperaturspanne) zu dem dadurch bedingten Wärmeleistungsstrom. Einheit also z. B. Watt je Grad Kelvin. Man hat für Transistoren und Ventile zu unterscheiden zwischen thermischem Innen- und Außenwiderstand. Der thermische Innenwiderstand (Formelzeichen $R_{i\,therm}$ bzw. r_T) gründet sich auf die Übertemperatur der Sperrschicht, in der die Wärmeleistung auftritt, gegenüber der Oberflächentemperatur des Gehäuses. Der thermische Außenwiderstand (Formelzeichen $R_{a\,therm}$ bzw. R_T) ist auf die Übertemperatur der Gehäuseoberfläche gegenüber der Umgebung bezogen (→ Wärmewiderstand).

Transistor: Zum Verstärken eines Signals oder zum Schalten mittels eines Signals dienendes Halbleiterelement.

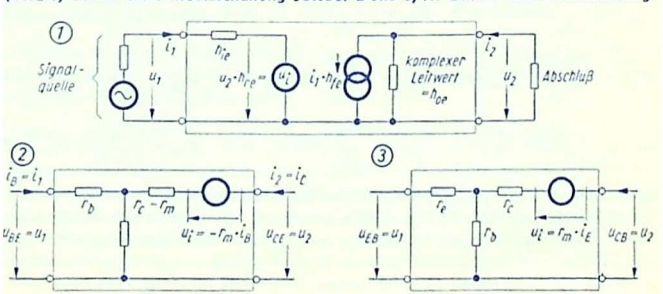
Träger: Hier Kurzbezeichnung für → Ladungsträger.

Trägerdichte: Anzahl der Ladungsträger je cm^3. Formelzeichen für Elektronen: n; für Löcher: p.

Trägerdiffusion: Trägerwanderung als Folge eines Konzentrationsgefälles dieser Träger.

Träger-Injektion: → Injektion von Ladungsträgern.

Transistor-Ersatzschaltung: Vierpol-Innenschaltung, bestehend aus zwei Quellen und zwei Impedanzen oder aus einer Quelle und drei Impedanzen. Diese Schaltung verhält sich gegenüber dem Signal wie die gespeiste Transistorstufe. Üblich sind die y-Parameter-Ersatzschaltung (Bild → Ersatzschaltung), die h-Parameter-Ersatzschaltung (Bild 1) sowie die T-Ersatzschaltung (Bilder 2 und 3) für Emitter- bzw. Basisschaltung.



Trap (Haftstelle): Einfangstelle für freie Elektronen bzw. für Löcher im Halbleiter.

Übergang, Übergangszone: Grenzzone zwischen zwei gemeinsam ein Stück bildenden Halbleiterbereichen, die sich durch den Leitungstyp unterscheiden (pn-Übergang, pi-Übergang, ni-Übergang sowie die entgegengesetzten Übergänge np, ip und in), oder Übergänge, die durch einen Unterschied in der Störstellendichte gegeben sind.

Überschußleitung, Elektronen- oder n-Leitung: Von Elektronen besorgte Leitung des elektrischen Stromes im Halbleiter (→ Elektronenleitfähigkeit).

Übertemperatur: Temperaturspanne, um die die Temperatur eines Körpers oder einer Stelle dieses Körpers höher ist als die Temperatur der Umgebung bzw. einer anderen Stelle (Wärmespannung).

Übertragungsgröße: Verhältnis, gebildet aus einer Eingangsgröße und einer Ausgangsgröße des durch den gespeisten Transistor dargestellten aktiven Vierpols, wozu als Eingangs- und Ausgangsgröße Signalstrom und Signalspannung in Frage kommen. Die Übertragungsgrößen sind also entweder reine Zahlen, oder sie haben als Dimension die eines Widerstandes oder die eines Leitwertes. Vorausgesetzt ist Speisung entweder im Eingang oder im Ausgang, wobei für die andere Seite entweder Kurzschluß oder Leerlauf gilt. Übertragungsgrößen sind folgende Vierpolkoëffizienten

$$A_{11} = \left[\frac{U_1}{U_2}\right] \text{ für } I_2 = 0 \qquad B_{11} = \left[\frac{U_2}{U_1}\right] \text{ für } I_1 = 0 \qquad C_{11} = \left[\frac{I_1}{I_2}\right] \text{ für } U_1 = 0$$

$$A_{12} = \left[-\frac{U_1}{I_2}\right] \text{ für } U_2 = 0 \qquad B_{12} = \left[-\frac{U_2}{I_1}\right] \text{ für } U_1 = 0 \qquad C_{12} = \left[\frac{U_2}{U_1}\right] \text{ für } I_2 = 0$$

$$A_{21} = \left[\frac{I_1}{U_2}\right] \text{ für } I_2 = 0 \qquad B_{21} = \left[\frac{I_2}{U_1}\right] \text{ für } I_1 = 0 \qquad D_{11} = \left[\frac{U_1}{U_2}\right] \text{ für } I_1 = 0$$

$$A_{22} = \left[-\frac{I_1}{I_2}\right] \text{ für } U_2 = 0 \qquad B_{22} = \left[-\frac{I_2}{I_1}\right] \text{ für } U_1 = 0 \qquad D_{22} = \left[\frac{I_2}{I_1}\right] \text{ für } U_2 = 0$$

$$H_{12} = \left[\frac{U_1}{U_2}\right] \text{ für } I_1 = 0 \qquad Y_{12} = \left[\frac{I_1}{U_2}\right] \text{ für } U_1 = 0 \qquad Z_{12} = \left[\frac{U_1}{I_2}\right] \text{ für } I_1 = 0$$

$$H_{21} = \left[\frac{I_2}{I_1}\right] \text{ für } U_2 = 0 \qquad Y_{21} = \left[\frac{I_2}{U_1}\right] \text{ für } U_2 = 0 \qquad Z_{21} = \left[\frac{U_2}{I_1}\right] \text{ für } I_2 = 0$$

Ist Speisung am Eingang vorausgesetzt, so wird das durch den Zusatz „vorwärts" gekennzeichnet, bildet Speisung am Ausgang die Grundlage, so kennzeichnet man das für Spannungs- oder Stromübersetzung (z. B. für B_{11} und B_{22}) durch den Zusatz „rückwärts" bzw. für „Leitwerte" und „Widerstände" (z. B. für Y_{12} und Z_{12}) durch das Einfügen von „Rückwirkung" (→ h-Parameter, → y-Parameter).

Übertragungsleitwert rückwärts: Kurzbezeichnung für Kurzschluß-Übertragungsleitwert rückwärts = Verhältnis des Signalstromes im kurzgeschlossenen Eingang zu der an den Ausgang gelegten Signalspannung, auch Rücksteilheit oder Rückwirkungsleitwert genannt. Formelzeichen bei Rückwirkungsleitwert.

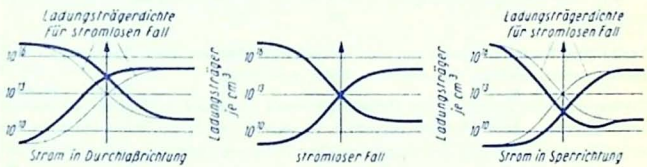
Übertragungsleitwert vorwärts: Kurzbezeichnung für Kurzschluß-Übertragungsleitwert vorwärts, auch Steilheit genannt. Formelzeichen siehe dort.

Unbelasteter Übergang: → Übergang zwischen zwei Halbleiterbereichen ohne angelegte äußere Spannung.

Umgebungstemperatur (t_{amb}): Normgemäß Temperatur in unmittelbarer Umgebung des Halbleiterelementes für den Fall, daß die Eigenerwärmung dieses Elementes vernachlässigbar ist. Sonst aber auch: Temperatur der Umgebung, an die das Halbleiterelement die in ihm auftretende Wärme abgibt. Manchmal: die Temperatur der Umgebung des Gerätes, in dem sich das Halbleiterelement befindet.

Umgriffs-Kapazität (c_{ak}): Gehäuse-Kapazität von Dioden → Ersatzschaltung, Diode.

Unsymmetrischer Übergang: → Übergang, für den Fall, daß die Störstellendichten zu beiden Seiten der Übergangszone nicht entgegengesetzt gleich sind. Ein pn- bzw. np-Über-



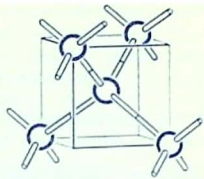
gang ist also unsymmetrisch, wenn die Akzeptorendichte in der p-Zone von der Donatorendichte in der n-Zone abweicht (Bilder). Alle anderen Übergänge, wie z. B. pi und ni, sind stets unsymmetrisch (→ pn-Übergang). Im Transistor handelt es sich um unsymmetrische Übergänge.

Unipolartransistor: Halbleiteranordnung, in der der wirksame Durchgangsquerschnitt durch Verändern der Breite zweier parallel zur Strömung angeordneten Sperrschichten mehr oder weniger eingeengt wird.

Valenz: Chemische Wertigkeit = Zahl der Valenzelektronen des Atoms.

Valenzband: Letztes (höchstes) → Energieband (im → Termschema eines Halbleiters), das noch mit den an das Atom gebundenen Elektronen besetzt sein kann und bei Annäherung an den absoluten Nullpunkt der Temperatur voll besetzt ist. Die Bezeichnung „Valenzband" rührt daher, daß die äußeren und damit am lockersten an das Atom gebundenen Elektronen eines Atoms seine Valenz-Elektronen sind. (Sie bestimmten die Wertigkeit, d. h. die Valenz des chemischen Elementes.)

Valenzbindung: Gegenseitige Bindung zweier Atome dadurch, daß je eines der → Valenz-Elektronen dieser Atome ein Paar bilden, durch das die Atomrümpfe zusammengehalten werden (Elektronenpaarbindung). Jedes Valenz-Elektron eines Atoms ermöglicht eine solche Bindung. Demgemäß ist das vierwertige Germaniumatom im Germaniumkristall jeweils mit vier anderen Germaniumatomen verbunden **(Bild)**.



Valenz-Elektron: Eines der äußeren Elektronen eines Atoms. Die Zahl der äußeren Elektronen bestimmt die chemische Wertigkeit (Valenz) des Atoms.

Verarmungsschicht: Sich an einem Metall-Halbleiter-Kontakt im Halbleiter ausbildende Raumladezone, in der die Elektronendichte kleiner als im Innern des Halbleiters ist. Die Ausbildung dieser Schicht hängt von der Austrittsarbeit der Elektronen aus dem Metall an der Grenze Metall/Halbleiter ab. Durch die Verarmung an Elektronen wird der Widerstand in der Randzone vergrößert. Es besteht somit zwischen Metall und Halbleiter eine Sperrschicht.

Verbindung, halbleitende: Chemische Verbindung mit Halbleitercharakter aus wenigstens zwei Elementen, meistens verschiedener Wertigkeit; z. B. GaAs, InP (III-V-Verbindungen) oder CdS (II-VI-Verbindung) usw. Auch als → „Intermetallische Verbindung" bezeichnet.

Verbotenes Band: Energiebereich im Termschema, der im störungsfreien Kristall keine besetzten Energiestufen enthält → Band, verbotenes.

Verlustleistung: Innerhalb des Halbleiterelements insgesamt in Wärme umgesetzte Leistung, also die beim Transistor zugeführte Gesamtleistung P_{C+E}, vermindert um die abgegebene Signalleistung. Die zugeführte Gesamtleistung wird zum allergrößten Teil als Gleichstromleistung geliefert. Die zugeführte Signalleistung ist hiergegen im allgemeinen vernachlässigbar. Innerhalb des Transistors tritt die Verlustleistung zum größten Teil als Collector-Verlustleistung in der Collector-Sperrschicht sowie zu geringeren Anteilen in den Bahnwiderständen auf.

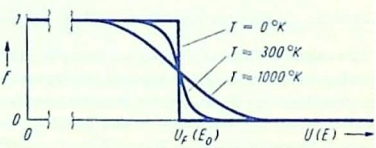
Versetzung: Kristallbaufehler (z. B. Gitterfehlstellen, Korngrenzen), gebildet beim Wachsen des Kristalls oder durch künstliche Deformation.

Verteilungsfunktion nach Fermi (f)**:** Wahrscheinlichkeit des Vorkommens einer Energiestufe in einem Kristall. → Fermi-Verteilung, **(Bild)**. Mit folgenden Bezeichnungen

E jeweilige Energiestufe
ζ Fermi-Niveau
k Boltzmannkonstante
T absolute Temperatur
e Basis der natürlichen Logarithmen

gilt folgender Zusammenhang:

$$f = \frac{1}{1 + e^{(E-\zeta)/kT}}$$



Verteilungskoëffizient: Verhältnis der Konzentrationen einer im Halbleiter „gelösten" Verunreinigung für festen und flüssigen Zustand des Materials. Anderer Ausdruck für → Segretationskonstante.

Vierpol: Schaltungsanordnung mit je zwei Signal-Eingangs- und Ausgangsklemmen (-polen). Eine Transistorstufe ist ein aktiver Vierpol. Aktiv bedeutet die Möglichkeit einer Leistungsverstärkung (Signal-Ausgangsleistung größer als Signal-Eingangsleistung).

Vierpol-Ersatzschaltungen: Im vorliegenden Zusammenhang die Transistor-Ersatzschaltungen.

Vierpolkoëffizienten (Vierpolparameter): Verhältnis, gebildet aus einer Eingangsgröße (Signalstrom bzw. Signalspannung) und einer Ausgangsgröße (ebenfalls Signalstrom bzw. Signalspannung), also → Übertragungsgröße oder aus zwei Eingangs- bzw. zwei Ausgangsgrößen. Die für Transistorstufen gebräuchlichsten Vierpolkoëffizienten sind hier zusammengestellt.:

Schaltung	komplexe Werte			spezielle Formelzeichen	
Basis-Schaltung	Y_{11}	ν_{11}	ν_{ib}	${}_kG_e$ (B)	${}_kG_e$
	Y_{12}	ν_{12}	ν_{rb}	G_L (B)	G_L
	Y_{21}	ν_{21}	ν_{fb}	S (B)	S
	Y_{22}	ν_{22}	ν_{ob}	${}_kG_i$ (B)	${}_kG_i$
Emitter-Schaltung	Y'_{11}	ν'_{11}	ν_{ie}	${}_kG_e$ (E)	${}_kG'_e$
	Y'_{12}	ν'_{12}	ν_{re}	G_L (E)	G'_L
	Y'_{21}	ν'_{21}	ν_{fe}	S (E)	S'
	Y'_{22}	ν'_{22}	ν_{oe}	${}_kG_i$ (E)	${}_kG'_i$
Basis-Schaltung	H_{11}	h_{11}	h_{ib}	${}_kR_e$ (B)	${}_kR_e$
	H_{12}	h_{12}	h_{rb}	D (B)	D
	H_{21}	h_{21}	h_{fb}	a (B)	a
	H_{22}	h_{22}	h_{ob}	${}_iG_i$ (B)	${}_iG_i$
Emitter-Schaltung	H'_{11}	h'_{11}	h_{ie}	${}_kR_e$ (E)	${}_kR'_e$
	H'_{12}	h'_{12}	h_{re}	D (E)	D'
	H'_{21}	h'_{21}	h_{fe}	β (E)	a'
	H'_{22}	h'_{22}	h_{oe}	${}_iG_i$ (E)	${}_iG'_i$

Die in den letzten beiden Spalten enthaltenen Formelzeichen mit G und R betreffen Realteile von komplexen Leitwerten bzw. Widerständen bzw. Kehrwerte von Realteilen.

Vollbesetztes Band: Energieband, das die Zahl von Elektronen enthält, die ihm für das jeweils betrachtete Atom zukommen. Also ist z.B. das Valenzband des Germaniums mit 4 Elektronen voll besetzt, obschon es von den 8 möglichen Elektronen der N-Schale (der vierten Elektronen-Schale) lediglich 4 Elektronen aufweist.

Wärmeabgabezahl (σ): → Austauschkonstante.

Wärmeaustauschkonstante (σ): → Austauschkonstante.

Wärmebewegung: Ungeordnete Bewegung eines kleinsten Teilchens (z. B. eines Elektrons) unter dem Einfluß der Wärmeenergie.

Wärmedurchbruch: Durchbruch, der schon bei niedriger in Sperrichtung angelegter Spannung auftritt, wenn z. B. infolge des Sperrstromdurchganges eine Erwärmung zustande kommt, die hinreichende Mengen von Ladungsträgerpaaren erzeugt.

Wärmeenergie: Doppelter, mittlerer, kinetischer Energieinhalt eines Teilchens (Atoms oder Moleküls) je Raumrichtung infolge der Temperaturbewegung (gemäß der kinetischen Gas-Theorie) Formel: $\frac{k \cdot T}{2}$ mit k = Boltzmannkonstante; T = absolute Temperatur.

Wärmespannung: → Übertemperatur.

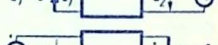
Wärmewiderstand (R_{therm}): Andere Bezeichnung für → thermischen Widerstand. Der Wärmewiderstand kann vielfach in einen Wärme-Innenwiderstand ($R_{i\,therm}$) und in einen Wärme-Außenwiderstand ($R_{a\,therm}$) aufgegliedert werden.

y-Parameter: Vierpolkoëffizienten, und zwar

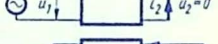
$v_{11} = v_i = \frac{i_1}{u_1}$ Kurzschluß-Eingangsleitwert

$v_{12} = v_r = \frac{i_1}{u_2}$ Kurzschluß-Rückteilheit

$v_{21} = v_f = \frac{i_2}{u_1}$ Kurzschluß-Vorwärtsteilheit



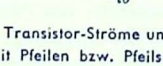
$v_{22} = v_o = \frac{i_2}{u_2}$ Kurzschluß-Ausgangsleitwert



Diese Vierpolkoëffizienten werden zum Berechnen von Transistorschaltungen für Kleinsignalverstärkung benutzt. Es gelten folgende Formelzeichen-Zusammenhänge:

Allgemeine Formelzeichen		Y_{11}	Y_{12}	Y_{21}	Y_{22}
für Emitterschaltung	bisher	v'_{11}	v'_{12}	v'_{21}	v'_{22}
	neu	v_{ie}	v_{re}	v_{fe}	v_{oe}
für Basisschaltung	bisher	v_{11}	v_{12}	v_{21}	v_{22}
	neu	v_{ib}	v_{rb}	v_{fb}	v_{ob}

Zählrichtungen für die Transistor-Ströme und Spannungen: In das Bild sind die (positiven) Zählrichtungen mit Pfeilen bzw. Pfeilspitzen eingetragen. U_{CE} bedeutet (z. B.) Collectorspannung gegen Emitter als dafür geltenden Bezugspunkt.

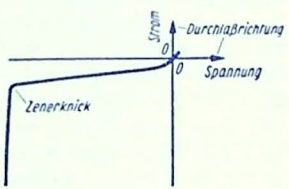


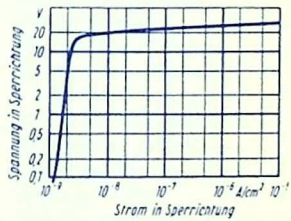
$I_C + I_E + I_B = 0$
$U_{CB} = U_{CE} - U_{BE}$
$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$

Zener-Diode: Halbleiterdiode mit einer konstanten, über einen weiten, betriebsmäßig ausnutzbaren Sperrstrombereich nahezu gleichbleibenden Sperrspannung. Die Zenerdioden beruhen teils auf dem → Zenereffekt, teils auf dem → Avalanche-Effekt.

Zener-Effekt: Herausreißen von Elektronen aus ihren Bindungen in der Sperrschicht einer Halbleiteranordnung mittels einer hohen Feldstärke. Also: direkter Übergang von Valenz-Elektronen in das Leitungsband. Der Zener-Effekt bestimmt z. B die Durchbruchspannung einer Zenerdiode in Sperrichtung (Zenerknick, **Bild**). Der Zener-Effekt tritt auf, wenn die Feldstärke in der Sperrschicht einen kritischen Wert erreicht. Dieser liegt für Germanium und Silizium bei ungefähr 2×10^5 V/cm. Zwischen dieser Zener-Feldstärke und der äußeren Spannung besteht ein von den spezifischen Widerständen der p- und n-Zone abhängiger Zusammenhang.
Mit steigender Tendenz lockert sich der Gitterverband, was das Herausreißen der Elektronen erleichtert. Dazu gehört ein negativer Temperaturkoëffizient der Durchbruchspannung und des Gleichstromwiderstandes.

Zenerknick: Übergang in den steilen Anstieg des Sperrstrombetrages innerhalb eines Bruchteiles von einem Volt der in Sperrichtung angelegten Spannung (**Bild**).





Zenerspannung (U_z): Sperrspannung der Zener-Diode jenseits des → Zenerknicks, nahezu unabhängig vom Sperrstromwert. Man spricht von Zenerspannung, gleichgültig, ob es sich bei dem hierfür geltenden Steilanstieg des Stromes um den → Zener-Effekt oder um den → Avalanche-Effekt handelt. Die Zehnerspannung wird üblicherweise für einen jeweils bestimmten Sperrstromwert angegeben.

Zonenreinigungsverfahren: Physikalisches Verfahren zum Schaffen der im Halbleiter notwendigen Reinheitsgrade. Das Verfahren beruht darauf, daß beim Erstarren der Schmelze eine Entmischung stattfindet. Daher wird eine geschmolzene Zone langsam von der einen zur anderen Seite bzw. z. B. von unten nach oben durch den Kristall geführt, wodurch die Verunreinigungen aus den geschmolzenen und wiedererstarrenden Teilen herauswandern und sich im rechten bzw. oberen Teil des Kristalls sammeln. Dieser Teil kann abgeschnitten und neu eingeschmolzen werden.

Zwischengitterplatz: Platz zwischen den regulär angeordneten Gitteratomen.

Stichwörter-Verzeichnis

Hier sind Stichwörter aus dem TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I u. II, aufgeführt. Stichwörter aus Band II sind durch Fettdruck hervorgehoben.

A-Betrieb 310
AB-Betrieb 310
Abgebbare Rauschleistung .. **77, 78**
Abgeschirmte Fassung 206
Abgleich
der AM-Zf-Kreise .. **155, 156, 157**
der FM-Zf-Kreise .. **155, 156, 158**
des Ratio-Detektors . **155, 156, 158**
von Bandfiltern 151
von Oszillator und Vorkreis **155, 157, 158**
Abgleichverfahren für Rundfunkempfänger **154**
Absolute Bandbreite 145
Absoluter Betrag **15**
Wert **15**
Absoluter Pegel 9
Abstrahlen
der Höhen 170
der Tiefen 166
Abtastsysteme, Schaltungen. .. **106**
Achtermikrophone **101**
Additive Mischung 276
Äquivalente
π-Schaltung **146**
Rauschleistung der Antenne . **82**
Schichtdicke 104
Aktiver Vierpol 35, 54, 214
Aktivität des Quarzes 334
Allgemeiner Vierpol 35, 45
Allglasröhren 202
Alphabet, deutsch **8**
griechisch **7**
Amerikanische
Abkürzungen 59
Drahtlehren **26**
Einheiten 89
Standardreihen **10**
AM-Unterdrückung 297
AM-Zf-Kreise abgleichen .. **155, 157**
Angebotene Leistung **81**
Anlaufbereich **198**
Anode 203
Anodenbasis-Schaltung . . 217, 291
Anodeninduktivität **142**
Anoden-Neutralisation 291
Anodenruhestrom-Streuung, reduzierte **134**
Anodenstrom stabilisieren . **132, 135**
Anordnen der Röhren 205
Anormales Glimmen **172**
Antenne, künstlich **154**
-Ankopplung 130, **235**
-Anschlußwiderstand 128
-Breitbandzusammenschaltung 127
-Physik 124
-Rauschleistung **81**
-Rauschtemperatur **80**
-Schmalbandzusammenschaltung 127
-Strahlungswiderstand 128
-Überhöhung 129, 158
Anziehungskraft **41**
Aperiodische Kopplung **224**
Aperiodische Parallelresonanzschaltung 335
Aperiodische Schaltung 335

Arbeitseinheiten 91
Arbeitsfläche 105
Arbeitsfrequenzbereich 123
Arbeitsfrequenz des Quarzes .. 335
Arbeitsinhalt des Magnetfeldes 36
Arbeitskennlinien und
Gegentaktbetrieb 314
Arbeitspunktverlagerung 269
Argument 56
Arithmetischer Mittelwert 17
Arithmetisches Mittel 16
Atmosphärisches Rauschen 80
Äußere Induktivität 95
Äußeres Produkt
zweier Vektoren 24
Aufgespeicherte Arbeit
und Blindleistung 38
Aufsprechverstärker,
Frequenzgang, einstellen ... 111
Aufzeichnungswellenlänge 108
Augenblickswert 56
Augenblickswerte
als Funktion der Zeit 54
des durchlaufenden Winkels . 54
Ausgangs
-Impedanz 124
-Kurzschlußresonanz 142
-Leitwert, Imaginärteil .. 150, 153
Ausgangsleitwert 44
Ausgangsübertrager
Drahtdurchmesser 177
Eintakt-Endstufe 178
Eisenquerschnitt 174
Ersatzschaltung 174
Felddichte-Scheitelwert 174
für Transistoren 359
Gegentakt-Endstufe 179
Querinduktivität 174
Streuinduktivitäten 178
Wicklungsausführung 178
Windungszahl 176, 177
Ausgangswiderstand 44
Aussteuerung und Frequenzgang 111
Automatische Gittervorspannung 132
AVC-Spannung 262

Bandbreite .. 117, 145, 154, 246, 293
Bandfilter für Zf
Aufbau und Abgleich 151, 157
Kernstellung 152
mehrkreisige 157
Regelbarkeit der Bandbreite . 152
Schaltungen 151
Selektionskurven 155
Spulen, Wickelsinn 152
Stufenverstärkung 295
Teilspule 152
Übertragungseigenschaften .. 153
Werte 160, 162
zweikreisige 153
Bandfluß,
remanenter magnetischer 113
Bandfluß-Frequenzgang,
Normen 108
Bandtypen 116
Bandwellenlänge 108
Basis 351
Basis- und Emitterschaltung,
Vergleich 247
Baß-Reflex 168
B-Betrieb 310
Begrenzerwiderstand 184
Bel 7
Belasteter Vierpol 41, 44
Beleuchtungsstärke 199
Belichtung 199
Berechnen
Ausgangsübertrager 178, 179
des Regelspannungsbedarfes 138
eines Senders 247
Gegenkopplung 234
Netztransformator 185

Transistor Nf-Verstärker 373
Zf-Verstärker 253
Bernoullische Ungleichung 14
Beruhigung
der Betriebsspannung 241
Betrag 15
absoluter 15
einer komplexen Zahl 15
einer reellen Zahl 15
eines Vektors 15
Grundregeln für das Rechnen 15
und Phase zum Smith-Diagramm 45
Betriebsspannung, beruhigen .. 241
Betriebsspannungen für
Oszillographen-Röhren 322
Bezugsfrequenz 113
Bezugspegel 113
Biegerquarze 330
Bildrauschen 68
Binäres System 33
Binärzahl/Dezimalzahl 34
Binomial Koeffizienten 28
Binomische Reihe 27
Blechschnitte 177, 184, 192, 193, 194, 195, 360
Blindanteil 61
Blindleistung 38, 66
Blindröhre 221
Blindwiderstand 48
Bogenentladung 172
Boosterdiode 165
Bremsgitter-Neutralisation 290
Brenner 202
Brennspannung 172
Brückenschaltungen in selbstschwingender Mischstufe . 284, 287
Buttler-Schaltung 336

Candela 199
Carcinotron 244
Cascodeschaltung,
Anodenstrom stabilisieren ... 135
Cauchy-Schwarzsche Ungleichung 14
Cga-Rückwirkung 294
Collector 351
-Diode 197
-Dioden-Sperrstrom 201, 202
Colpittsschaltung 254
Cosinus-Verlauf 55

Dämpfungsdekrement 145
Dämpfungsfaktor 144, 155
Dämpfungskonstante 94
Dämpfung von Leitungen 108
dB 7
D-Betrieb 311
Dehnungsfaktor 95
Demodulationskennlinie 262
Determinante
Begriff 57
Rechenregeln 58
Rechnung 55
Deutsches Alphabet 8
Dezibel 7
Dezibel-Neper-Tafel 12
Dezimalzahl/Binärzahl 34
Dickenscherschwinger 331
Dielektrikum 147
Differentialoperationen 19
Differentialquotient 16
Differentialrechnung 16
Differentiationsregeln 16
Differentiation von Vektoren .. 25
Differenzvektor 23
DIN-Bezugsbänder 113
-Reihen 10, 11
Diodengleichrichter 352
Dipol
Ganzwellen- 125
Halbwellen- 124
Halbwellenfalt- 124

Direkt geheizte Kathoden 202
Direktor 127
Doppelleitungen
Arten 106, 109
Induktivität 96
Kapazität 113
Leitungsdämpfung 108
Wellenwiderstand 106
Doppelspielband 118
Doppelspur 118
Doppelverstimmung 144
Doppelweggleichrichter 181
Doppler-Effekt 173
Drahtantenne 129
Drahtdurchmesser 177
Drahtlehren 26
Drahtringe, Induktivität 97
Drahttabelle 196, 197, 361
Drehkupplungen 98
Dreifaches Vektorprodukt 25
Dreipunktschaltung 269
Dreischenkelkern 182
Drosselkupplungen 97
Drosseln, Näherungsformeln .. 98
Drossel ohne Eisenkern 99, 100
Druckeinheiten 91
Durchbruchsspannung 199
Durchlaßkurve, Europa-Norm .. 121
Durchmesser von Drähten .. 196, 197
Durchstimmbarer Zwischenkreis 224
Dynamische Kapazitätsänderungen und deren Kompensation 301

Eckenlautsprecher 168
Eco-Schaltung 254
Effektive Rauschzahl 82
Effektivwert 17, 56
Effektivwertzeiger 60
EI-Blechschnitte .. 177, 192, 193, 360
Eigenkapazität von Spulen 102
Eigenresonanz des Lautsprechers 168
Eigenstreufeld 130
Eigentlicher Sperrbereich 199
Eigenwelle von Spulen 102
Eindringtiefe 104
Einfache Verstimmung 144
Eingangs
-Impedanz 123
-Kurzschlußresonanz der Röhre 141
-Leistung, rauschäquivalente 72
-Schaltungen für 400...1000 MHz 141
-Symmetrieverhältnis 124
Eingangskreise 161
Eingangsleitwert 41, 211
Eingangsschaltung mit Transistor 351
Eingangsüberhöhung 129
Eingangswiderstand 41
Eingangswiderstände von Leitungen 110
Eingangswindungszahl 176
Einheit, imaginäre 60
Einheiten
Arbeit 91
Beleuchtungsstärke 200, 201
Druck 91
Kraft 90
Leistung 90
Leuchtdichte 199, 201
Lichtstärke 199
Lichtstrom 199
Raumwinkel 200
Einheitshyperbel 13
Einheitskreis 13
Einsattelung 154
Eintakt auf Gegentakt, Übergang 278
Einteilungen, logarithmische ... 9
Eintakt-Endstufe 178, 304
Einweggleichrichter 181
Einzelkreis-Stufenverstärkung .. 293

Eisenkern mit Luftspalt 93
Eisenquerschnitt 174
Eisenweglänge 176
Elektrische Antenne 129
Elektroakustische Eigenschaften der Magnettonbänder 117
Elektron
im elektrischen und magnetischen Feld 132
im magnetischen Wechselfeld 140, 142
im stationären Magnetfeld 136, 138
Elektronenbahn 134, 137
Elektronenbewegung 135, 138
Elektronen-Röhren, Aufbau 202
Elektronische Bandbreite 246
Elliptische Schrift 105
Emissionsschicht 202
Emission, thermisch 172
Emitter 351
-Basisschaltung, Vergleich ... 247
-Diode 197
-Diodensperrstrom 202
Empfangsantennen 124
Endstufen
Eintakt- 304
Gegentakt- 314
„end-to-end"-Bauweise 261
Englische
Abkürzungen 59
Einheiten 89
Englische Drahtlehren 26
Entdämpfen des Mischstufeneingangs 274
Ent-Ionisierungszeit 182
Entkopplungswiderstand 262
Entladung, selbständig 171
unselbständig 171
Entladungsstrecke, Zonen 172
Entzerren im Wiedergabeverstärker 110
Entzerrung bei Magnettonaufnahme und -wiedergabe . 108
„et" 60
Europäische FS-Norm 121
E-Winkel 98
Exemplarstreuungen 178, 205
Exponentialtrichter 169

Fachausdrücke zur Physik und Technik der Halbleiter 298
Faktor *j* 24
Fakultäten 28
Faltdrahtbrenner 203
Farbcode,
allgemein 28
für Kondensatoren 30
für Widerstände 29
Farbiges Rauschen 67
Fassungen
abgeschirmte 206
Ausziehkraft 206
Eindrückkraft 206
federnde 206
Prüfen 206
Verdrahten 206, 207
Fassungs-Lehrdorn 206
Federnde Fassung 206
Felddichte-Scheitelwert 174
Felder, Formeln 18
Feldwellenwiderstand 96
Fernseh-Antennen 124
Fernseh-Bereiche 120
Fernseh-Normen 121, 123
Ferrit-Antenne 130, 352
Filterquarze 329
Flachgitter 203
Flächenintegral eines Vektors .. 18
Flächenscherschwinger 331
Flußwandler 289, 291
Flußzeit 285
FM-Zf-Kreise abgleichen 155, 156, 158

„folded-back"-Anordnung 261
Formeln
der Vektorrechnung 22
für Einzelkreise 254
für Felder 18
für Magnetfeld-Arbeitsinhalt 37
für transitional gekoppelte Zweikreisbandfilter 255
für Zf-Verstärker 253
Formfaktor 17
Formgitter 203
Fortpflanzungsgeschwindigkeit in Leitungen 108
Fortschreitende Welle 95
Fourier-Reihen 29
Freiwerdezeit 182
Fremdfeld-Einfluß 130
Fremdionisation 169
Fremdionisierung 169
Fremdspannung 126
Frequenzabhängige Gegenkopplung 232
Frequenzgang
des Aufsprechverstärkers 111
des Bandflusses, Normen 108
und Aussteuerung 111
Frequenzänderungen, temperaturbedingt 146
Frequenzbeeinflussen beim Multivibrator 321
Frequenzbereiche
der Musikinstrumente 164
des Gesanges 164
Frequenzen und Wellen 116
Frequenzhub 222
Fußpunktkopplung 151

Gabelfeder 205
Ganzwellendipol 125
Gaußsche Zahlenebene 43
Gegendiode 293, 294
Gegenkopplung .. 226, 258, 305, 368
Gegentakt auf Eintakt, Übergang 278
Gegentaktbetrieb
Arbeitskennlinien 314
Ausgangsübertrager 179, 311
Endstufen 310
Gegenkopplung 239, 240
Gittervorspannung 317
mit Transistoren 358, 264, 274
Gehäuse
geschlossene 167
hinten offene 167
Geometriestreuungen 132
Geometrisches Mittel 16
Geometrische Reihe 27
Geräuschspannung 127
Germanium-Dioden
im Ratiodetektor 300, 261
im Ringmodulator 326
Vorteile 300
Gesang, Frequenzbereich 164
Geschwindigkeitsabweichung .. 107
Geschwindigkeitsschwankung .. 107
Getapert 99
Getastete Regelung 140
Getter 204
Gewicht von Drähten 196, 197
Gitter 203
-Ableitwiderstand 208, 209
-Anodenkapazität 287
-Basisschaltung 216, 291
-Emission, thermische 209
-Neutralisation 288
Gitterinduktivität 142
Gitterstrom 208, 209, 210
-Einsatzpunkt 208
-Kennlinien 208
Gittervorspannung bei Gegentaktbetrieb 317
Gleichlaufzeichen, Europa-Norm 121

Gleichrichterschaltungen 181
Gleichrichtwert 17
Gleichspannungswandler
mit Transistoren 284
6 V/25 V, 25 mA 294
6 V/70 V, 5...10 mA 295
6 V/1500 V, 0,5 mA 296
Gleichstromleistung bei
Endstufen 304
Gleichstromsteilheit, reduzierte 134
Gleichungspaare der Vierpole . 38
Glimmen, anormal 172
Glimmstrecken-Spannungs-
stabilisator
Aufbau und Arbeitsweise 283
Brennspannung und Lebens-
dauer 389
Eigenschaften 383
Schaltung 384
Vorwiderstand 385
Graetzgleichrichter 181
Grenzempfindlichkeit 74
Grenzfrequenzen 122
Grenzkopplung 253
Grenzwelle 88
Grenzwellenlänge 88
Griechisches Alphabet 7
„Grieß" 68
Grundintegrale 17
Grundkoëffizienten der Vierpole 40
Gruppengeschwindigkeit 88

Halbwellen
-Direktor 127
-Faltdipol 124
Halteschaltung 191
Harmonisches Mittel 16
Hartley-Schaltung 254
Hautwirkung 103
Heizfaden 202
Heizung der 2C39A 267
Hf-Litze behandeln 105
Hf-Stufen-Stabilität 286
Hochfrequenzvormagnetisierung,
Einfluß 111
Hörbares Rauschen 67
Hörkopf, idealer 110
tatsächlicher 110
Hörkopfspannung 110
Hörkurven 165, 68
Hohlleiter
als Leitung 94
Beispiele für Wellen 90
Verbindungselemente 97
Hohlleitertechnik,
Geschwindigkeiten und
Wellenlängen 87
Grundbegriffe 83
Horizontal-Ablenk-Endstufe ... 159
Huth-Kühn-Schaltung 254
H-Winkel 98
Hyperbel-Funktionen 13

Idealer Hörkopf 110
Imaginäre Einheit 60
Komponente 60
Imaginärteil 60, 150
Impedanzwandlerstufe 268
Impedanz-Wandlung 229
Impulsbreite
bei Sperrschwingern 319
Impulsfolge bei Sperrschwingern 319
Impulsfolgefrequenz 321, 285
Indirekt geheizte Kathode 202
Induktivität
äußere 95
allgemein 93
Doppelleitung 96
Drahtringe 97
innere 95
koaxiales Kabel 96

Leitungen 95
Luftspulen 97
Induktive Kopplung 151
Induktiver Widerstand 100
Innere Kopplungen 143
Neutralisation 148
Rauschleistung 78
Wellenlänge 88
Inneres Produkt zweier Vektoren 23
Integralrechnung 17
Integrationsregeln 20
Integrationszeit 172
Intensitäts-Stereophonie 101
Intermodulation 173
Intermodulationsgrad 120
Internationale Reihen 10, 11
Interstellares Rauschen 80
„inside left" 104
Ionisierungszeit 182
„ip" 60
Isolation des Gitters 208
Isolierscheibe 204

Kabel 96, 108, 113
Kaltkathoden-Glimmrelais 168
Kaltkathodenröhre 168, 184
Kanalzuordnung 104
Kapazität 112
Doppelleitung 113
Formeln 112
koaxiales Kabel 113
Kondensator 112
Kapazitiver Widerstand 114
Kathode 202
Kathodenbasis-Schaltung .. 215, 217
Kathodeninduktivität 142
Kathodenvorspannung 132
Kehr-Doppelwendel 203
Kelchfeder 205
Kennlinie der Wanderfeldröhre 243
Kennlinienverlauf
zur Glimmentladung 170
Keramik-Dielektrikum 147
Kernstellung bei Bandfiltern .. 152
Kerntransformator 182
Kernwerkstoffe 184
Kernwiderstand 40
Kettenschaltung von Vierpolen . 45
Kippzündung 185
Klaviatur 164
Klemmenleistung 65
Klirrfaktor, Klirrgrad .. 226, 305, 120
Koaxiales Kabel 96, 108
Dämpfung 109
Induktivität 96
Kapazität 113
Koaxial-Schwingkreise 260
Koëffizienten der Vierpole 49
Koëffizienten-Umrechnung .. 51, 52
Kollektor siehe Collector 351
Kombinierter Zf-Verstärker 250
Kompatibilität 101
Kompensation
dynamisch 149
statisch 149
des Temperaturganges 149
Komplexe Leistung 66
Komplexe Spannungsverstärkung 41
Komplexe Werte 24
Komplexer Effektivwert 60
Komponente
imaginäre 60
reelle 60
Kompressorsystem 170
Kondensator-Dielektrikum 147
Kondensator-Schaltungen
Temperatur-Koëffizient 147
Konjugiert komplexe Größen .. 62
Konjugiert komplexe Werte .. 26
Kontaktfederformen 205
Kontaktkupplungen 97

Kopfkopplung 151
Kopplung
aperiodisch 224
Fußpunkt- 151
induktive 151
Kopf- 151
kritische 153, 155, 253
normierte 153
optimale 253
Serienspulen- 151
transitionale 253
überkritische 153, 155
unterkritische 153, 155
zwischen Vor- und Mischstufe 239
Kopplungsfaktor 151, 153, 155
Krafteinheiten 90
Kreise und Bandfilter 158
Kreisfrequenz 55
Kreisgüte 144
Kritische Kopplung 153, 155, 253
Kühlung der 2C39A 267
von Senderöhren 338
Künstliche Antenne 154
Kupferfüllfaktor 187
Kurzgeschlossene Leitung . 110, 111
Kurzschlußfluß 113
KW-MW-Eingangsschaltung ... 221

Längsdämpfungskonstante 94
Längsschwinger 330
Langspielband 118
Laufzeitröhren 241
Laufzeitsteuerung 241
Laufzeitwinkel 212
Lautsprecher, Eigenresonanz .. 168
Lautsprecherweiche 279
Lautstärken in Phon 165
Leck-Widerstand 199
Leerlaufspannung messen 76
Leistung,
angebotene 81
Blind- 66
in komplexer Darstellung ... 64
Klemmen- 65
komplexe 66
Schein- 66
verfügbare 71, 81
Wechsel- 66
Wirk- 66
Leistungsanpassung und
Rauschzahl 74
Leistungseinheiten 90
Leistungsfrequenzgang 123
Leistungs-Resonanzkreise 142
-Störabstand 69
Leistungsverstärker-Normwerte 131
Leistungsverstärkung ... 41, 44, 240
Leiter, gestreckt, Induktivität .. 95
Leitung, kurzgeschlossen .. 110, 111
offen 109, 111
Leitungen
Induktivität 95
Preisverhältnisse 109
Leitungsdämpfung 108
Leitwertmatrix 50
Leuchtdichte 198, 201
Lichtbogen 172
Lichtäquivalent 200
Lichtausbeute 199
Lichtquelle, punktförmig 200
Lichtstärke 198
Lichtstrom 198
Linearer Vierpol 36
Linienintegral eines Vektors ... 18
Logarithmische Einteilungen ... 9
Logarithmische Maße 7
Luftkühlung 338
Luftspalt im Eisenkern 93
Luftspulen-Induktivität 97
Lumen 199
Lux 200

Mac Laurinsche Reihe 27
„Magic-T" 100
Magnetbandgeräte,
Begriffserklärung und Klassen 107
Magnetfeld
-Anziehungskraft 41
-Arbeitsinhalt 36
Blindleistung
und aufgespeicherte Arbeit 38
Einheiten 36
Formeln 37
Formelzeichen 36
Größen 36
Zahlenwerte 40
Magnetische
Ausstreuung 183
Einstreuung 183
Magnetische Eigenschaften
der Magnettonbänder 117
Magnettonbänder 116
Bandtypen 116
elektroakustische
Eigenschaften 117
magnetische Eigenschaften .. 117
mechanische Eigenschaften .. 116
Spulen 117
Spurlagen 118
„man made noise" 80
Manteltransformatoren ... 182, 184
Maßeinheiten, physikalische .. 90
Mathematisch positiver Sinn ... 58
Matrix
Begriff 55
Kehrwert 56
singuläre 57
Matrizen
Addition 55
Darstellung der Vierpole 49
Division 56
Gleichheit 55
Multiplikation 55
Max 14
Maximale Eingangsspannung .. 123
M-Blechschnitte 192, 193
Mechanische Eigenschaften
der Magnettonbänder 116
Mechanisches Lichtäquivalent .. 200
Mehr-Ebenen-Antennen 127
Meißner-Schaltung 254
Messen wichtiger Werte der
Horizontal-Ablenk-Endstufe . 159
Millimeter/Zoll 92
Min 14
Minimale Rauschzahlen 75
Mischschaltungen 276
Mischsteilheit 277
Mischstufe,
selbstschwingend 268, 273, 222, 237
Mittel,
arithmetisches 16
geometrisches 16
harmonisches 16
quadratisches 16
Mittelwert
arithmetischer 17
quadratischer 17
Modulationsarten 117
Modulatordämpfung 327
Multiplikative Mischung 276
Multivibrator 318
Musikinstrumente,
Frequenzbereiche 164
MS-Verfahren 101
Multiplikation eines Vektors .. 23

Näherungsformeln für Spulen
und Drosseln 98
Näherungsgleichungen 21
Negativer Gitterstrom 208
Nenn-Ausgangsleistung 119
-Ausgangsspannung 119, 120
-Eingangsspannung 123

-Leistung **119, 120**
-Verstärkung **122**
Neper 9
Neper-Dezibel-Tafel 12
Netztransformator
Berechnungsgang 185
Blechschnitte 184
Gleichrichterschaltungen 181
Kernwerkstoffe 184
Netzwicklung 181
Schutzwicklung 183
Streuungen 183
Transformatoreisen 182
Verluste 187
Wicklungsanordnung 182
Netzwerke 255
Neutralisation
innere **148**
der Zwischenbasisstufe 273
vollständige **148**
Neutralisations
-Brücke 288
-Faktor 289
-Schaltungen 286, 294
Neutralisieren bei Transistoren 354
Nf-Ausgangsübertrager
Drahtdurchmesser 177
Eintakt-Endstufe 178
Eisenquerschnitt 174
Ersatzschaltung 174
Felddichte-Scheitelwert 174
für Transistoren 359
Gegentakt-Endstufe 179
Querinduktivität 174
Streuinduktivitäten 178
Wicklungsausführung 178
Windungszahl 176, 177
Nf-Eintakt-Endstufen 304
Nf-Gegentakt-Endstufe
mit Transistoren 358, **264, 274**
Nf-Gegentakt-Endstufen 310
Nf-Verstärker,
Gegenkopplungen 226
Nf-Verstärkerdaten
und ihre Messung **119**
Norm der Stereo-Schallplatte . **101**
Normalband **115**
Normalfrequenz-Oszillatoren . 336
Normierte
Kopplung 153
Verstimmung 145, 153
Normreihen **10**
Normwerte
für Leistungsverstärker **131**
für Vollverstärker **131**
für Vorverstärker **131**
Nullphasenwinkel **57**
Nutzrauschleistung
des Rauschgenerators **72**

Oberwellenquarze 331
Offene Leitung 109, 111
Offene Leitungsenden,
Belastung im Idealfall **143**
Oktave **67**
Omega-Gang **108**
Operator, skalarer **20**
vektorieller **21**
Optimale Kopplung **253**
Rauschzahlen **75**
Oszillator-Brücke 284, **222**
Oszillatorkreise 159, 161
Oszillatorschaltungen
für Quarze 335
mit RC-Phasenschiebern 255
mit Schwingkreisen 254
Oszillatoren für Normalfrequenz 336
Oszillator und Vorkreis
abgleichen **155, 157, 158**
Ovalgitter 203
Ovalkolben 202

Parallelresonanzkreise 143
Parallelverzweigung 99
Pascalsches Dreieck 28
Passiver Vierpol 35, 54
P-Blechschnitte 184, 194, 195
PC 86 in Eingangsschaltungen für 400...1000 MHz 141
Pegel
absolut 9
relativ 9
Pegelton 113
Pegelwerte, Europa-Norm 122
Permeabilität 93
Phase 56
Phasengang 126
Phasengeschwindigkeit 87
Phasenkonstante 95
Phasenschieber mit RC 255
Phasensymmetrie 308
Phasenumkehr 257
Phasenumkehrstufe 306, 265
Phon, Schallbeispiele 165
Photometrische Begriffe und Einheiten 198
Photometrisches Lichtäquivalent 200
Physikalische Maßeinheiten ... 90
Pico 9-Röhren in Eingangsschaltungen 141
Pico-Röhren, „Umgang" 205
Piezoelektrischer Effekt 329
Polarisationsdreher 99
Pond 90
Positiver Gitterstrom 208
Positive Zählrichtung 57, 205
Primärstrahler 201
Primäre Zündung der Hauptstrecke 177
Prinzip der Stereo-Schallplatte 101
Prinzipschaltungen mit Kaltkathoden-Relaisröhren 184
Produkt aus innerem Produkt zweier Vektoren und einem dritten Vektor .. 24
Prüfen der Fassungen 206
Prüfung mit Sinusspannung 129
Prüfung mit Rechteckspannungen 127
Punktförmige Lichtquelle 200

Quadranten 178
Quadratischer Mittelwert 17
Quadratisches Mittel 16
Qualität der Nachricht 69
Quarz als Schaltelement 329
Quarzbelastung 337
Quarzdaten-Fachausdrücke 335
Quarze für die Nachrichtentechnik 329
Quarzersatzschaltung 332
Quellwiderstand 119
Querdämpfungskonstante 94
Querinduktivität 174
Querschnitt von Drähten .. 196, 197
Querschnittsformen bei Hohlleitern 84

Ratiodetektor
abgleichen 155, 156, 158
für 10,7 MHz 261
mit Germanium-Dioden . 300, 261
mit Röhren-Dioden 296
mit Transistor-Treiberstufe .. 261
Ratiofilter 160, 163, 261
Rauschanpassung und Rauschzahl 75
Rauschanteile 80
Rausch-Spannungsquelle 76
-Stromquelle 76
Rauschäquivalente Eingangsleistung 72

Rauschen,
atmosphärisches 80
auf dem Fernsehbildschirm ... 68
bei hochfrequenter Übertragung 68
bei Signalübermittlung 67
farbiges 67
hörbares 67
interstellares 80
Rauschzahlen 69
Wahrnehmung 67
weißes 67
Rauschgenerator
Eichung 71
Nutzrauschleistung 72
Störrauschleistung 71
Rauschleistung,
abgebbare 77
äquivalente der Antenne ... 82
innere 78
Rauschzahl 69, 72, 73, 81, 82
für Leistungsanpassung 74
für Rauschanpassung 75
minimale 75
optimale 75
Rauschzahlmessung
mit Rauschgenerator 70
RC-Netzwerke 256
RC-Phasenschieber 255
Reaktanzröhre 221
Reaktanzvierpol 35
Realteil 60
Rechenregeln
für Determinanten 58
für Faktor j 24
für komplexe Werte 25
Rechnen
mit Beträgen 15
mit dB 8
mit Matrizen und Determinanten 55
Rechteckspannungen,
Prüfungen mit 127
Reduzierte
Anoden-Ruhestromstreuung . 134
Gleichstromteilheit 134
Reelle Komponente 60
Reflektor 126
Reflexklystron 246
Regeln
für Differentiation 16
für Integration 20
für Kettenschaltung 47
für Serienschaltung 45
für Vorzeichen 25
Regelleistung 230
Regelspannungsbedarf 138
Regelung
getastete 140
steiler Röhren 138
verzögerte 139
Reihen
amerikanische 10, 11
DIN 10, 11
internationale 10, 11
RETMA 10
wichtige 27, 29
Reinmetallkathoden 174
Relaisröhren
mit kalter Kathode 168
Relais-Überspannung 193
Relative Bandbreite 145
Permeabilität 93
Relativer Pegel 9
Remanenter
magnetischer Bandfluß 113
Resonanz-Drossel 100
-Kreise 143, 146
-Kreisfrequenz 144
-Widerstand 144
Reststrom
der Collector-Emitterstrecke . 203

RETMA-Reihen 10
Reziproke Selektion 155
Ringkerntransformator 183
Ringmodulator 326
Rosenthal-Kondensatoren 147
-Spulen 148
Röhren
als aktiver Vierpol 214
als Blindwiderstand 221
Anordnen 205
Ausgangs-Kurzschlußresonanz **142**
Eingangs-Kurzschlußresonanz **141**
Eingangsleitwert 211
Eingangsschaltungen mit PC 86 **141**
Elektronenwellen- 244
Fassungen 205
Horizontal-Ablenkstufe **159**
Innere Kopplungen **143**
Magnetfeld- 244
Nf-Eintakt-Endstufen 304
Laufzeit- 241
Oszillator-Schaltungen .. 254, 255
Phasenumkehr mit EBC 91 und ECC 83 306
Ratiodetektor 296
Regeln steiler Röhren **138**
Relaisröhren **168, 184**
Rückwärtswellen- 244
Schwing- und Verstärkerstufen mit 2 C 39 A und 2 C 40 260
Trift- 245
UKW-Teil
mit DC 90 und DC 96 268
mit ECC 85 272
Ultralinearschaltung 240
„Umgang" mit 205
Wanderfeld- 242
Röhrendioden-Vorteile 300
Röhrenschaltungen/Transistor-schaltungen 351
Röhrenschaltungen-Vierpol-Ersatzbilder 215, 216, 217, 218
Rundfunkbereiche 120
Rundfunkempfänger-Abgleichverfahren **154**
Rundkolben 202
Rücklaufspannungen **166**
Rückwirkungsleitwert 40
Rückwirkungswiderstand 40

Sättigungsabschnitt **170**
Schabefeder 205
Schallabstrahlung 166
Schallbündelung 171
Schallrillenmodulation **102**
Schallstrahlenkrümmung 172
Schallwände 166
Schalterdiode **165**
Schaltfrequenz **182**
Schaltungen der Vierpole 48
Schaltungsbeispiele
Gleichspannungswandler **284**
KW-MW-Eingang **221**
Messen der dynamischen Transistorkennwerte 343
Mischstufen 278, 351
Nf-Gegentakt-Verstärker mit Transistoren .. 357, **264, 274**
Oszillator mit RC-Phasen-schieber 259
Quarzoszillatoren 335
Ratiodetektor
mit Germanium-Dioden ... 300
mit Röhren-Dioden 299
mit Transistor-Treiberstufe . **261**
selbstschwingende Mischstufe und Zf-Verstärker mit Transistoren 350
Stromversorgung von Oszillographen-Röhren 322
Übergang Eintakt auf Gegentakt 306

UKW-Teil
mit DC 90 und DC 96 270
mit ECC 85 272
mit Transistoren 234
Wobbler für 10,7 MHz 224
Zf-Verstärker
mit Transistoren 350, 247
Scheibenfuß 204
Scheinleistung 66
Scheitelwert 54
Schichtkathoden 174
Schirmgittergegenkopplung 230
Schirmgitter-Neutralisation 291
Schirmgitterspannung 164
Schirmgitterverlustleitung 164
Schlechtes Vakuum 209
„Schnee" 68
Schneidfrequenzgang 106
Schutzwicklung 183
Schwarzer Körper 200
Schwingkreis 143, 146
Schwingneigung 334
Schwingquarze 329
Schwingschaltungen (Oszillatorschaltungen) 254, 255, 335, 221, 234
Schwing- und Verstärkerstufen mit Koaxialkreisen 260
Schwingungstypen in Hohlleitern 84
Seitenschrift 104
Sekundärstrahler 201
Selbsterregung, Sicherheit gegen 286
Selbstneutralisation 148
Selbstschwingende Mischstufe .. 268, 273, 284, 222, 237
temperaturkompensiert 149
Selektion, reziproke 155
Selektionskurven für Bandfilter . 155
Sendearten
Bandbreiteformeln 118
Kennzeichnung 117
Serienresonanzkreise 143
Serienschaltung
von Vierpolen 45
Serienspulenkopplung 151
Serienverzweigung 99
Sicherheit
gegen Selbsterregung 286
Siedekühlung 338
Signal- und
Gruppengeschwindigkeit 88
Singuläre Matrix 57
Sinus-Verlauf 55
Skalar div 20
Skalarer Operator 20
Skalarfeld 18
Skalaresprodukt zweier Vektoren 23
Skineffekt 94, 103
Smith-Diagramm 42
Anwendungsbeispiel 49, 51
Aufbau des Liniennetzes 44
Betrag und Phase 45
Darstellungsweisen 44
Konstruieren des Liniennetzes 51
Umwandeln:
Reihen- und Parallelschaltung 48
Widerstands-Parallelschaltung 47
Widerstands-Reihenschaltung 46
Soll-Abschlußwiderstand 119
Spaltfunktion 110
Spanngitter 203
Spannungsfrequenzgang 122
Spannungsgegenkopplung 227, 228, 231, 232
Spannungsstabilisator
Aufbau und Arbeitsweise ... 383
Brennspannung und Lebensdauer 389
Eigenschaften 383
Schaltung 384
Vorwiderstand 385
Spannungssprung 261
Spannungs-Störabstand 69

Spannungsverstärkung 122
komplex 41, 44
Spatprodukt dreier Vektoren .. 24
Speisespannung der Mischstufe stabilisieren 243
Sperrbereich, eigentlicher 199
Sperrschichttemperatur 213
Sperrschwinger 318
Sperrwandler 285, 286
Sperrzeit 285
Spitzenleistung 123
Spulen für Magnettonbänder .. 117
Spulen
Bandfilter, Wickelsinn 152
Eigenkapazität 102
Eigenwelle 102
Güte 144
Näherungsformeln 98
temperaturkonstanter Resonanzkreise 147
Spurlagen 118
Stabdurchmesser bei Antennen . 128
Stabilisieren
der Mischstufen-Speisespannung 243
der Oszillatorfrequenz 240
des Anodenstroms 132
des Collector-Ruhestromes 205, 213, 218
durch Emitterwiderstand 207
durch Spannungsteiler und Emitterwiderstand 209
höherer Spannungen 388
in 2 Stufen 389
niedriger Spannungen 388
von Transistor-Endstufen 218
Stabilisierung des Transistor-Arbeitspunktes 366
Stabilität der Hf- und Zf-Stufen . 286
Stahlstiftphantom 207
Standardband 118
Starter 168
Starterspannungsquellen 186
Starter-Vorspannung 184
Steile Röhren, stabilisieren des Anodenstromes 132
Sterad, Steradiant 200
Stereoaufnahmen auf Magnettonband 118
Stereo-Schallplatte, Prinzip und Norm 101
Stereo-Wiedergabe-Verstärker 274
Steuergitter-Neutralisation 288
Stiftricht-Vorrichtungen 207
Stilb 199
Störabstände 69
Störrauschleistung des Rauschgenerators 71
Stoßionisation 171
Strahlergruppen 171
Strahlungskühlung 338
Strahlungswiderstand bei Antennen 128
Streubereich des Anodenruhestromes 132
Streuinduktivitäten 178
Streuungen 183
Strombelastbarkeit von Drähten 196, 197
Strom-Flußwandler 285, 289
Stromflußwinkel 247
Stromgegenkopplung 227, 229
Stromverdrängung 105
Stromversorgung bei Gegentaktbetrieb 315
von Oszillographenröhren .. 322
Stufenverstärkung mit Bandfilter 295
mit Einzelkreis 293
Subminiaturröhren 202
Summenvektor 23
Summierwandler 285, 292
Symmetrischer Vierpol 36, 54

Tatsächlicher Hörkopf 110
Taylorsche Reihe 27
Teildämpfung 327
Temperaturdurchgriff 206
Temperaturabhängigkeit, Reproduzierbarkeit 146
Temperaturabhängigkeit bei Halbleitern 199, 206
Temperaturgang-Kompensation 149
Temperaturkoëffizient von Kondensatorschaltungen 147
Temperaturkompensation von Kreisen 148
Temperaturkonstante Resonanzkreise 146
Temperaturstabilisierung der Transistor-Gegentaktendstufe 363
Temperaturunabhängigkeit erreichen 146
Temperatur und Verlustleistung 214
Thermische Emission 172
Thermische Gitteremission 209
Thyratron mit kalter Kathode . 168
Tiefenschrift 104
Toleranz 10
Toleranzen, Europa-Norm 122
Tonabnehmersysteme, Schaltungen 106
Tonsäulen 172
Transformatoreisen 182
Transformationsfaktoren der PC 86 152
Transformatorloser Transistor-Nf-Verstärker 264
Transistor
Arbeitspunkt stabilisieren ... 366
Betrag der Steilheit 342
Eingangswiderstand 343, 347
Formeln für Zf-Verstärker 253
Gegentakt-Ausgangs-übertrager 359
Gegentakt-Endstufe 358
Gleichspannungswandler 284
Güte beurteilen 197
Innenwiderstand 344, 347
Kennwerte für Emitterschaltung 194
Kernbezeichnungen 360
Komplexe Rückwirkung 345
KW-MW-Eingangsschaltung . 221
Messen der dynamischen Kennwerte 342
Mischstufe, selbstschwingend . 350, 222, 237
Neutralisation 354
Nf-Verstärker für hohe Wiedergabegüte . 264
Ratiodetektor für 10,7 MHz .. 261
Regelung eines KW-MW-Empfängers 230
Stabilisieren des Collector-Ruhestromes 205, 213, 218
Stabilisieren von Endstufen für A-Betrieb 218
statische Kennwerte 201
Stromverstärkung 346
Temperatur-Stabilisierung ... 363
Treiberstufe 261
mit Gegenkopplung 368
ohne Gegenkopplung 367
Treiber-Transformator 364
UKW-Baustein 234
Verlustleistung 358
Verstärker für Stereo-Wiedergabe ... 274
Vierpolkoëffizienten 194
Vierpolparameter 194
Vorstufe 369
Zf-Verstärker 352, 247
Transistorschaltungen/Röhrenschaltungen 351
Transitionale Kopplung 253

Treiberstufe
mit Transistoren 367, 368, **261**
Treibertransformator 364

Übergang 50 Hz auf 60 Hz 189
Übergang von Eintakt auf
Gegentakt 306, **278**
Übergangsbereich **199**
Überkritische Kopplung ... 153, 155
Übernahmekennlinie **175, 180**
Übertragungsarten 117
Übertragungsleitwert 41, 44
Übertragungswiderstand 41, 44
UKW-Antennen 124
-Baustein mit Transistoren **234**
-Mischstufe 268, 272, 284
-Teil, DC 90 und DC 96 ... 268
ECC 85 272
Ultralinearschaltung 240
„Umgang" mit Pico-Röhren 205
Umgebungstemperatur **213**
Umkehrbarer Vierpol 36, 54
Umrechnen
der Koëffizienten 51, 52
Neper in Dezibel 11
Umwandeln:
Reihen- und Parallelschaltung **48**
Umwandlerkennlinie **262**
Unerwünschte Frequenzen
unterdrücken 328
Ungleichungen **12**
Unverzögertes Zünden
durch Schalten **187**
Urspannung messen **76**

Vakuum, schlechtes 209
Vektor
äußeres Produkt **24**
Differentiation
nach einem Skalar **25**
Flächenintegral 18
geometrisches Bild
und Komponenten **23**
inneres Produkt **23**
Linienintegral 18
Multiplikation **23**
Produkt aus innerem Produkt **24**
rot **20**
Skalaresprodukt **23**
Spatprodukt dreier Vektoren . **24**
vektorielles Produkt **24**
Vektorfeld 18
Vektorgrad 19
Vektorieller Operator **21**
Vektorielles Produkt
zweier Vektoren **24**
Vektorprodukt **24**
dreifaches **25**
vierfaches **25**
Vektorrechnung, Formeln **22**
Verbindungskupplungen **97**
Verdrahten der Fassung 206
Verfügbare Leistung **71, 81**
Rauschleistung **77**
Verhältnisgleichrichter 296, 300, **261**
Verkürzungsfaktor 108
Verluste im Transformatoreisen 187
Verlustfaktor 114
Verlustleistung und
Temperatur **214**
Verlustwiderstände 143, 144
Verlustwinkel 114
Versorzeichen **61**
Verstärker
zweistufig in Basisschaltung . **247**
Emitterschaltung **248**
für Stereo-Wiedergabe **274**
Verstärkerstufen mit 2 C 39 A
und 2 C 40 260
Verstimmung
doppelte 144

einfache 144
normierte 145
Verzerrungen 305
Verzögerte Regelung **139**
Verzögertes Zünden **188**
Verzögerungsleitung 242
Vierfache Vektorprodukte **25**
Vierpol
aktiver 35, 54
allgemeiner 35
Arten 35, 54
belasteter 41
Ersatzschaltbilder der Röhre . 215
Gleichungspaare **38**
Grundkoëffizienten 40
Grundsätzliches 35
Kettenschaltung 45
Koëffizientenbedingungen .. 54
Koëffizienten in Matrizen-darstellung 49
Koëffizientenumrechnung .. 51, 52
linearer 36
passiver 35, 54
Schaltungen 48
Serienschaltung 45
symmetrischer 36, 54
umkehrbarer 36, 54
Vierpol-Kennleitwerte **145, 149**
-Koëffizienten **194**
-Leitwertgleichungen **144**
-Parameter **194**
Vierspur **118**
Viertelwellenleitung als Wandler 111
Vollständige Neutralisation ... **148**
Vollverstärker-Normwerte **131**
Vorionisierung **169**
Vorkreise 159
Vorkreis und Oszillator abgleichen **155, 157, 158**
Vorstrom **171**
Vorstufe **235, 236**
Vorverstärker-Normwerte **131**
Vorzeichenregeln 25
V-Wendel 203

Wärmewiderstände **213**
Wanderfeldröhre 242
Wasserkühlung 338
Wechselgrößen, zeitlich sinusförmig **54**
Wechselleistung **66**
Wechselstromleistung bei Endstufen 304
Wechselstromleitwert 145
Wechselstromwiderstand 145
weißes Rauschen **67**
Wellen und Frequenzen 116
Wellenwiderstand 106, **96**
Wickelsinn von Bandfilterspulen 152
Wicklungsausführung 178, 182
Widerstand
induktiv 100
kapazitiv 114
Widerstand als Rauschquelle .. **76**
Widerstandsmatrix 50
Widerstands-Parallelschaltung . **47**
-Reihenschaltung **46**
Widerstand von Drähten .. 196, 197
Wiedergabeverstärker, entzerren **110**
Wiederholungsfrequenz 321
Windungen je cm² 176
Windungszahl 176, 177
Winkelfunktionen 13
Winkelgeschwindigkeit **55**
Winkelstücke **98**
Wirkanteil **61**
Wirkleistung **66**
Wirkwiderstand **47**
Wobbler für 10,7 MHz 224

Treiberstufe
mit Transistoren 367, 368, **261**
Treibertransformator 364

Übergang 50 Hz auf 60 Hz 189
Übergang von Eintakt auf
Gegentakt 306, **278**
Übergangsbereich **199**
Überkritische Kopplung ... 153, 155
Übernahmekennlinie **175, 180**
Übertragungsarten 117
Übertragungsleitwert 41, 44
Übertragungswiderstand 41, 44
UKW-Antennen 124
-Baustein mit Transistoren **234**
-Mischstufe 268, 272, 284
-Teil, DC 90 und DC 96 ... 268
ECC 85 272
Ultralinearschaltung 240
„Umgang" mit Pico-Röhren 205
Umgebungstemperatur **213**
Umkehrbarer Vierpol 36, 54
Umrechnen
der Koëffizienten 51, 52
Neper in Dezibel 11
Umwandeln:
Reihen- und Parallelschaltung **48**
Umwandlerkennlinie **262**
Unerwünschte Frequenzen
unterdrücken 328
Ungleichungen **12**
Unverzögertes Zünden
durch Schalten **187**
Urspannung messen **76**

Vakuum, schlechtes 209
Vektor
äußeres Produkt **24**
Differentiation
nach einem Skalar **25**
Flächenintegral 18
geometrisches Bild
und Komponenten **23**
inneres Produkt **23**
Linienintegral 18
Multiplikation **23**
Produkt aus innerem Produkt **24**
rot **20**
Skalaresprodukt **23**
Spatprodukt dreier Vektoren . **24**
vektorielles Produkt **24**
Vektorfeld 18
Vektorgrad 19
Vektorieller Operator 21
Vektorielles Produkt
zweier Vektoren **24**
Vektorprodukt **24**
dreifaches **25**
vierfaches **25**
Vektorrechnung, Formeln 22
Verbindungskupplungen 97
Verdrahten der Fassung 206
Verfügbare Leistung **71, 81**
Rauschleistung **77**
Verhältnisgleichrichter 296, 300, **261**
Verkürzungsfaktor 108
Verluste im Transformatoreisen 187
Verlustfaktor 114
Verlustleistung und
Temperatur **214**
Verlustwiderstände 143, 144
Verlustwinkel 114
Versorzeichen **61**
Verstärker
zweistufig in Basisschaltung . **247**
Emitterschaltung **248**
für Stereo-Wiedergabe **274**
Verstärkerstufen mit 2 C 39 A
und 2 C 40 260
Verstimmung
doppelte 144

einfache 144
normierte 145
Verzerrungen 305
Verzögerte Regelung **139**
Verzögertes Zünden **188**
Verzögerungsleitung 242
Vierfache Vektorprodukte **25**
Vierpol
aktiver 35, 54
allgemeiner 35
Arten 35, 54
belasteter 41
Ersatzschaltbilder der Röhre . 215
Gleichungspaare **38**
Grundkoëffizienten 40
Grundsätzliches 35
Kettenschaltung 45
Koëffizientenbedingungen .. 54
Koëffizienten in Matrizendarstellung 49
Koëffizientenumrechnung .. 51, 52
linearer 36
passiver 35, 54
Schaltungen 48
Serienschaltung 45
symmetrischer 36, 54
umkehrbarer 36, 54
Vierpol-Kennleitwerte **145, 149**
-Koëffizienten **194**
-Leitwertgleichungen **144**
-Parameter **194**
Vierspur **118**
Viertelwellenleitung als Wandler 111
Vollständige Neutralisation ... **148**
Vollverstärker-Normwerte **131**
Vorionisierung **169**
Vorkreise 159
Vorkreis und Oszillator abgleichen **155, 157, 158**
Vorstrom **171**
Vorstufe **235, 236**
Vorverstärker-Normwerte **131**
Vorzeichenregeln 25
V-Wendel 203

Wärmewiderstände **213**
Wanderfeldröhre 242
Wasserkühlung 338
Wechselgrößen, zeitlich sinusförmig **54**
Wechselleistung **66**
Wechselstromleistung bei Endstufen 304
Wechselstromleitwert 145
Wechselstromwiderstand 145
weißes Rauschen **67**
Wellen und Frequenzen 116
Wellenwiderstand 106, **96**
Wickelsinn von Bandfilterspulen 152
Wicklungsausführung 178, 182
Widerstand
induktiv 100
kapazitiv 114
Widerstand als Rauschquelle .. **76**
Widerstandsmatrix 50
Widerstands-Parallelschaltung . **47**
-Reihenschaltung **46**
Widerstand von Drähten .. 196, 197
Wiedergabeverstärker, entzerren **110**
Wiederholungsfrequenz 321
Windungen je cm² 176
Windungszahl 176, 177
Winkelfunktionen 13
Winkelgeschwindigkeit **55**
Winkelstücke **98**
Wirkanteil **61**
Wirkleistung **66**
Wirkwiderstand **47**
Wobbler für 10,7 MHz 224

X bei Zwischenbasis-Schaltung . 272
XY-Verfahren 101

Zählrichtung 57
Zeigerdiagramm 59
Zeitschalter 188
Zf-Bandfilter
Aufbau und Abgleich 151, 157
Kernstellung 152
mehrkreisige 157
Regelbarkeit der Bandbreite . 152
Schaltungen 151
Selektionskurven 155
Spulen, Wickelsinn 152
Stufenverstärkung 295
Teilspule 153
Übertragungseigenschaften . 153
Werte 160, 162
zweikreisige 153
Zf-Brücke 274, 284
-Stufenstabilität 286
-Verstärker mit Transistor 352
-Verstärkerstufen 293
Zf-Verstärker
Formeln 253
für 10,7 MHz und 470 kHz 247
kombiniert 250
Zehnersystem 33
Zeitkonstante 145, 10
Ziehkapazität 33
Zoll/Millimeter 9
Zonen der Entladungsstrecke .. 17
Zünden durch Wechselspannung 18
unverzögert durch Schalten .. 18
verzögert 18
Zündgrenzlinie 17
Zündkennlinie 17
Zündspannung 171
Zündübernahme-Kennlinie 17
Zündung der Hauptstrecke 177
Zusätzliche Rauschzahl 73
Zweier-System 33
Zweischenkeltransformator 182
Zweistufiger Verstärker in
Basisschaltung 247
Emitterschaltung 248
Zweiweggleichrichter 181
Zwischenbasis-
Schaltung 218, 272, 291
Zwischenkreis 159
Zwischenkreis,
durchstimmbarer 224
nicht abgestimmter 224
Zwischenverstärker, dreistufig . 277
Zylindersymmetrische Welle ... 91